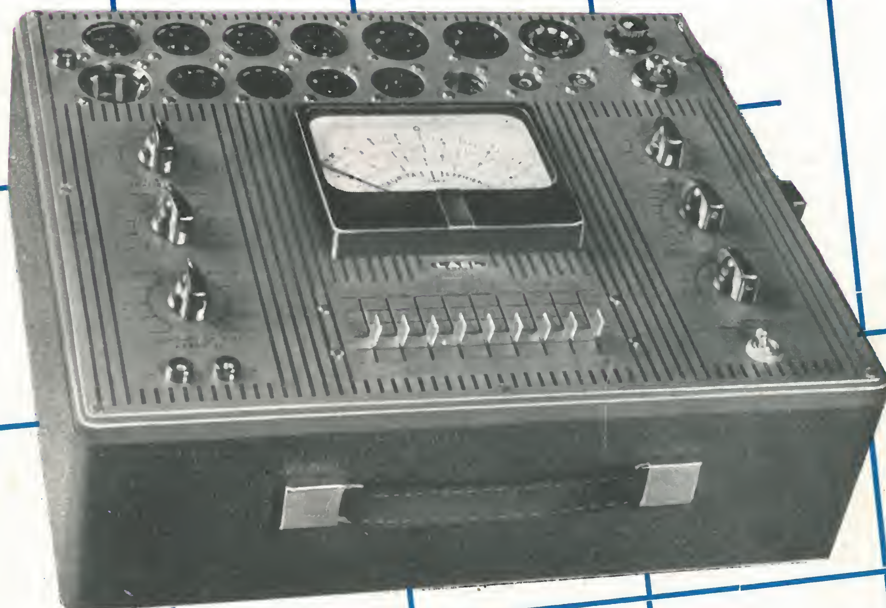
RADIOTECNICA

teorica e pratica

MENSILE DIRETTO DA G. TERMINI



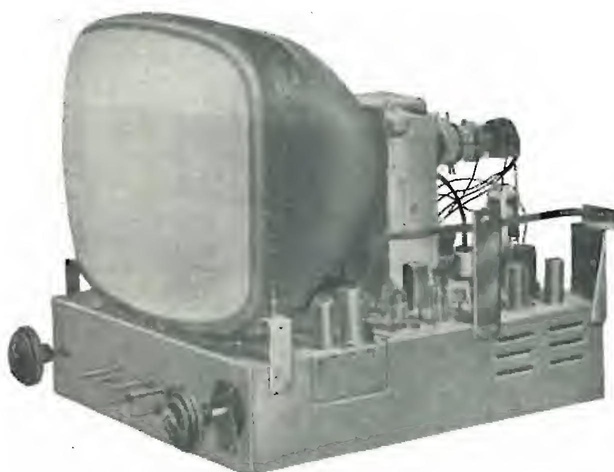
ANALIZZATORE
PROVAVALVOLE
MOD. 152

ANNO III - NUMERO 24 – NOVEMBRE 1952

TELEVISIONE

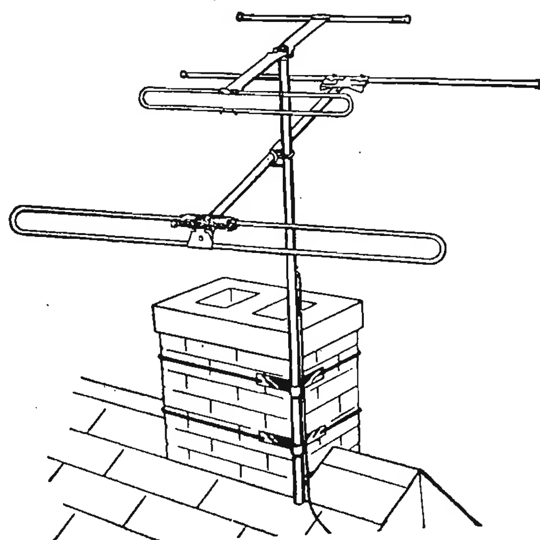
PARTI STACCATE PER TELEVISORI:

TUBI CATODICI
VALVOLE
SUPPORTI
BOBINE
TRASFORMATORI
RACCORDI
MOBILI
MASCHERINE
TELAI
ecc., ecc.



ATTREZZI SPECIALI E LIBRI TV PER RADIOTECNICI

ANTENNE PER TV E ACCESSORI:



Antenne per canale dal 2 al 6
Antenne per canale dal 7 al 13
Giunti di collegamento tubi
Tenditori di antenna
Funi di acciaio per tiranti
Morsetti
Isolatori per cavi 300 ohm
Distanziatori isolanti
Distanziatori di grondaia
Cavi per antenne
Spine, prese e congiunzioni per cavi

✶ *CHIEDETE IL NOSTRO LISTINO PREZZI N. 53* ✶

M. MARCUCCI & C. - MILANO

FABBRICA RADIORICEVITORI - TELEVISORI E ACCESSORI

VIA FRATELLI BRONZETTI, 37 **TELEFONO 52.775**

La Radiotecnica

di MARIO FESTA

MILANO - Via Napo Torriani, 3 - Tel. 61.880 (Vicino Staz. Centrale)

presenta la nuova scatola di montaggio **LR 52** *al prezzo di* **L. 16.500** *completa di tutto il materiale, minuterie, valvole, mobile e la scatola d'imballo per l'apparecchio finito*



Parte frontale in materia plastica - mascherina urea avorio

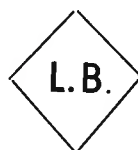
Supereterodina 5 valvole Rimlock - 2 campi d'onda (corte e medie) - Potenza d'uscita 3 Watt - Energico controllo automatico di volume - Controllo di tono a variazione continua - Altoparlante di marca di ottima riproduzione musicale - Attacco Fono commutato - Alimentazione a corrente alternata da 110 a 220 V con autotrasformatore - Assoluta garanzia di lungo funzionamento ed efficacia delle valvole dovuta all'impiego di uno speciale termistore a lento passaggio iniziale di corrente - Scala parlante di facilissima lettura - Stazioni italiane separate e suddivise nei tre programmi. - Dimensioni: 53x29x32.



Mobile radica pregiata - Mascherina urea avorio



ANALIZZATORE MODELLO 801



F.I.S.E.L.

FABBRICA ITALIANA STRUMENTI ELETTRICI

MILANO *Via Gaetana Agnesi 6 - Telefono 580.819*

- ★ **Amperometri**
- ★ **Voltmetri da quadro e tascabili**
- ★ **Microamperometri**
- ★ **Forcelle prova batterie**
- ★ **Ponti di misura**
- ★ **Tester universali**
- ● Presa antenna e fono - Antenne a spirale e da quadro - Interruttori - Deviatori - Raccordi - Schermi - Puntali - ecc. ecc

Sconti speciali ai dilettanti radioriparatori!

INTERPELLATECI!

Chiedete il nostro catalogo!

Dimensioni 190 x 135 x 60

5 - 10 - 25 - 50 - 100 - 250 - 500 - 1000 Volt c.c. c. a.

10 - 50 - 100 - 250 - 500 - 1000 - 2.500 mA solo c.c.

OHM x 1 x 10 x 100 x 1000

Alimen. 1 pila 4,5 Volt - Scatola e pannallo in bachelite



LA

MICRON

radio and television

corso Industria 68, Asti, tel. 27-57

annuncia ai tecnici ed amatori di elettronica che è pronta per la spedizione la scatola di montaggio del televisore:

MICRON T 10/7 *(brevetti Turello)*

il cui prezzo è di L. 24.000 + tassa radio 2 % + I.G.E. - Imballo gratis.

Il prezzo delle valvole è quello praticato, a seconda dei tipi, dalla Fivre e dalla Philips.

Prezzo del cinescopio 7JP4: L. 22.000 + I.G.E.

Prezzo della guida al montaggio ed alla messa a punto, con circuito elettrico e n. 4 tagliandi per la consulenza tecnica L. 1000 (comprese spese di contrassegno). I vari piani di cablaggio sono forniti gratuitamente solo con la scatola di montaggio.

L'apparecchio montato, funzionante, completo di mobile, sarà prossimamente posto in vendita al pubblico ad un prezzo inferiore alle L. 100.000.

Caratteristiche rimarchevoli del T 10/7 sono:

Valvole impiegate n. 10: sezione video 6J6 + 4 6AC7; scansione 2 6SL7 + 6SN7; suono EAF42 + ECL80.

Circuito supereterodina con 3 stadi in IF. Sensibilità e definizione almeno pari a quelle dei corrispondenti televisori di costruzione americana a 20 e più valvole.

Accensione valvole e cinescopio in parallelo con trasformatore da 50 W. Consumo totale dell'apparecchio inferiore a 50 W. Cambio tensioni universale.

Alimentatori AT ed EAT con raddrizzatori al selenio.

Video ed audio rivelatori al germanio.

Cinescopio a deflessione elettrostatica da 18 cm. Luce cinematografica.

Suono intercarrier system. Altoparlante magnetodinamico.

Induttanze accordo canale su plug octal rapidamente intercambiabili, accuratamente tarate (indicare canale desiderato). A parte, possono essere forniti plug per qualunque canale presente e futuro.

Dimensioni dell'apparecchio (mobile escluso): altezza cm. 32, larghezza cm. 19, profondità cm. 37.

La scatola di montaggio è costituita da organi quasi tutti espressamente costruiti da case specializzate; la presentazione è impeccabile e non richiede ritocchi di lima o trapano. È completa di ogni elemento e per il suo montaggio sono sufficienti: cacciaviti, pinze, forbici, saldatore e stagno.

Spedizioni solo contro rimessa anticipata o contrassegno.

Sconti per quantitativi ai rivenditori.

Agli interessati che desiderino prendere visione dei prototipi in funzione nelle ore di trasmissione, si consiglia di fissare appuntamento.

A richiesta viene inviato l'elenco delle parti costituenti la scatola di montaggio



Chassis del T 10/7 visto sotto

STUDIO RADIOTECNICO TURELLO

ELETTRONICA IN GENERALE - TELEVISIONE IN PARTICOLARE

Corso Industria, 68 • ASTI • Telefono N. 2757

radiotecnica *televisione*

EDITORE
M. De Pirro

DIRETTORI
G. Termini e P. Soati

SEDE
Via privata Bitonto, 5
Milano

LABORATORIO
Via Marconi, 34 A
Sesto Calende (Varese)

PUBBLICITA'
telef. 602.304
Milano

CONTO CORRENTE POSTALE
3/11092 - « radiotecnica »

« **radiotecnica-televisione** » esce mensilmente a Milano.

Un fascicolo separato costa L. 200 nelle edicole e può essere prenotato alla nostra Amministrazione inviando L. 170.

ABBONAMENTI

3 fascicoli L. 540 + 20 i.g.e.
6 fascicoli L. 950 + 20 i.g.e.
12 fascicoli L. 1900 + 40 i.g.e.

ESTERO

12 fascicoli L. 3000 + 60 i.g.e.

Gli abbonamenti possono decorrere da qualsiasi numero.

★

★

SOMMARIO

N. 24 - 1952

OFFERTE E RICHIESTE

(servizio gratuito per i lettori)

CERCASI ricevitore professionale SX42, SX62, NC125, NC183, HQ129X et simili ottime condizioni efficienza et presenza. Specificare prezzo a **T.F.** presso **RADIOTECNICA.**

MATERIALI come nuovi cambio con altri materiali elettrici e per cineridotto in blocco o separatamente: n. 1 autotrasformatore 3 kw. 150-125-100-75-50 amp. 60 - Autotrasf. per ricev. univers. 5 tubi americ. - Trasformatore adattatore bachelite prim. 0-125-150-220 sec. 0-100-120-150 - 40W - Trasform. alim. prim univ. sec. 280 + 280 — 6,3 - 5 W80 - Trasform. alim. prim. univ. sec. 340 + 340 — 6,3 - 5 - 80W vertic. - 1 Altoparlante elettrodin W6 con traf. 6V6 con eccit. - 2 Altoparl. magnetodin. W5 e W8 con trasf. 6V6 (Geloso S.P. 200 e RC) - 1 gruppo AF 4 gamme (Geloso 1961) per convert. tipo 6T8-ECH4 ecc. - 2 condens. fresati 500 cm 1000 v is. quarzo - 1 indicatore sint. ad ombra (10 ma 200 ohm) - 1 trasform. camp. - 1 micrometro centesimale - 1 galvan. 100 ma - Radiolibro 5ª ediz. - idem 7ª ediz. - 4 raddrizzatori micro sirotur per micro amp. aereo - tubi diversi (6Q7 - 6L6 - 6X5 - 6K7 - 77 - 56 - 76 ecc.) c/o Camilleri G. Via Montalbo, 11 **PALERMO.**

PERITO IND. militesente 21enne, iscritto università, buon traduttore francese ed inglese, dattilografo stenografo, praticissimo costruzioni radio e studioso TV. Disposto sostenere esame pratico prima assunzione. Ottime referenze a Milano. Occuperebbesi presso seria ditta. **A.C.** presso **RADIOTECNICA.**

VENDO al migliore offerente tubo a raggi catodici 5GPI, valvole 2X2 e 884 nuovi. **INDIRIZZARE A.L.D.** presso **RADIOTECNICA.**

Ecco quanto sarà riportato, tra l'altro, nel fascicolo N. 25!

- **Eccezionale documentazione schematica, fotografica e descrittiva di un magnifico televisore in scatola di montaggio (G. B. Castelfranchi, Milano).**
- **Due stazioni trasmittenti (a 2 e a 5 tubi) ed un ricevitore (con 1 tubo ad alimentazione ridotta) per il radiocomando di aerei-modelli.**
- **Un ricevitore a supereterodina veramente portatile con scarsissima potenza di alimentazione.**
- **Dati costruttivi di un gruppo a 6 canali per televisori. Dati costruttivi dei trasformatori di uscita (di riga e di quadro) e del trasformatore per oscillatore bloccato.**
- **Tavole sinottiche per la ricerca sistematica dei guasti che si verificano nei ricevitori moderni.**
- **Problemi teorici e pratici riguardanti l'installazione di un'antenna ricevente per TV.**
- **Misure delle impedenze di B.F.**
- **Tubi Philips per TV.**

Si avverte inoltre che, a partire dal fascicolo N. 25, i Sigg. Abbonati riceveranno la rivista in busta chiusa.

Ciò è fatto, senza aumentare le quote di abbonamento, per contraccambiare la fedele e crescente adesione.

Abbonatevi per il 1953!

IL "GRID-DIP"

uno strumento indispensabile

Cesare Frattini, i1CF

Generalità

Di semplicissima realizzazione il « *grid-dip* », che è noto in tutta Italia con il nome di indicatore di risonanza, ha incontrato rapidamente il favore dei radioamatori e dei tecnici in considerazione del fatto che esso permette di stabilire, fra l'altro, la frequenza dei circuiti che non siano alimentati.

Gli usi principali ai quali può essere adibito questo interessante strumento sono i seguenti: indicatore di risonanza dei circuiti non alimentati, accordo di antenne direttive e tarature delle loro linee di alimentazione, allineamento dei circuiti sintonizzati dei ricevitori e dei trasmettitori, neutralizzazione e ricerca delle onde parassite dei trasmettitori, misura del Q ed eventualmente delle induttanze, capacità ecc.

Costruzione

Il circuito dell'apparecchiatura che descriviamo è della massima semplicità e non abbisogna quindi di particolari illustrazioni. Si tratta infatti, come è ben visibile in fig. 1, del conosciutissimo circuito *split-Colpitt* la cui messa a punto è elementare. Per l'indicazione del « *dip* », cioè la brusca diminuzione della corrente di griglia, che segna le condizioni di risonanza di un circuito potrebbe essere usato uno strumento da 1 mA fondo scala. Noi abbiamo preferito uno strumento da 500 micro A il quale permette di avere deviazioni più nette e quindi più evidenti.

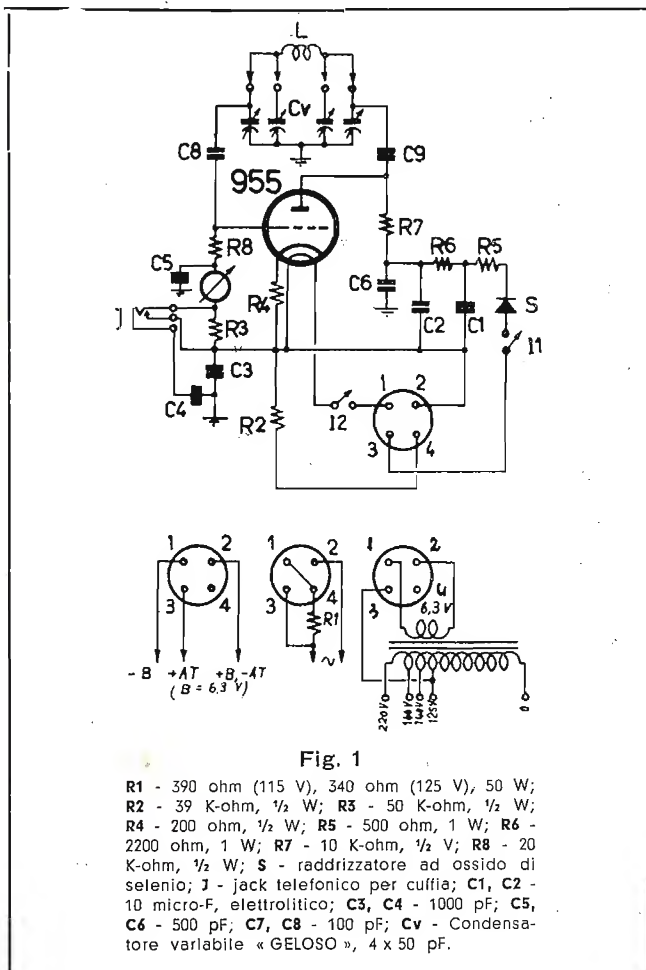


Fig. 1

R1 - 390 ohm (115 V), 340 ohm (125 V), 50 W; **R2** - 39 K-ohm, ½ W; **R3** - 50 K-ohm, ½ W; **R4** - 200 ohm, ½ W; **R5** - 500 ohm, 1 W; **R6** - 2200 ohm, 1 W; **R7** - 10 K-ohm, ½ V; **R8** - 20 K-ohm, ½ W; **S** - raddrizzatore ad ossido di selenio; **J** - jack telefonico per cuffia; **C1, C2** - 10 micro-F, elettrolitico; **C3, C4** - 1000 pF; **C5, C6** - 500 pF; **C7, C8** - 100 pF; **Cv** - Condensatore varlabile « GELOSO », 4 x 50 pF.

Il materiale da usare per la costruzione, che è stato limitato al minimo indispensabile, è indicato in calce allo schema e così pure i dati relativi allo chassis il quale costituisce anche la custodia. La parte superiore di quest'ultimo, nella quale verranno fissate quattro boccole collegate alle quattro sezioni del variabile e nelle quali debbono essere innestate le bobine sarà costruito in plexiglass.

I valori delle bobine sono riportate nella tabella. Esse permettono di coprire le gamme comprese fra i 3 ed i 250 Mc/s. E' possibile costruirne altre che permettano di raggiungere valori leggermente più alti o più bassi, utilizzando due o quattro sezioni del variabile.

Il condensatore variabile, del tipo Geloso a quattro sezioni, è comandato da una manopola esterna che nel nostro caso è costituita da un disco di plexiglass zigrinato in modo da permettere che gli spostamenti possano essere effettuati con un solo dito. Il quadrante è suddiviso in sette sezioni nelle quali, a seconda delle bobine usate e previa taratura, sono riportate le frequenze relative alla posizione del variabile.

L'alimentazione è prevista tanto per le reti di alimentazione a c.c. o c.a. a mezzo di un trasformatore oppure a resistenza, quanto a corrente continua a mezzo di batterie, la qualcosa è particolarmente utile per l'uso dello strumento all'aperto, lontano da sorgenti di energia elettrica.

Uso

Le foto che riportiamo serviranno da guida per la disposizione dei vari elementi nel chassis.

Elenchiamo brevemente i vari usi ai quali può essere destinato l'apparecchio in questione.

1. Determinazione della fequenza di risonanza di un circuito non alimentato.

Accoppiando il « *probe* » (cioè la bobina del *grid-dip*) al circuito del quale si vuole conoscere la frequenza senza che in esso circoli corrente, le condizioni di risonanza saranno indicate, come abbiamo già accennato, da una repentina diminuzione della corrente di griglia che sarà visibile sullo strumento. In tal caso sulla scala relativa la bobina usata si leggerà senz'altro il valore della frequenza di risonanza del circuito.

2. Funzionamento come diodo sintonizzato.

In questo caso il *grid-dip* funziona come un semplice ondametro ad assorbimento non essendo applicata alla placca della 955 alcuna tensione. Qualora l'apparecchio sia accoppiato ad un circuito percorso da corrente lo strumento segnerà il *massimo di corrente* in corrispondenza dell'accoppiamento più stretto e dell'accordo perfetto.

3. Determinazione della frequenza di un circuito ad A.F. alimentato.

Il « *grid-dip* » viene usato come un generatore locale e rivelatore provocando il battimento fra le sue oscillazioni e quelle proprie del circuito da misurare. Ottenuto il battimento nullo, che sarà udibile a mezzo della cuffia inserita nel *Jack J* si effettuerà come al solito la lettura sull'apposita scala.

4. Apparecchi riceventi.

Il « *grid-dip* » è particolarmente utile per la messa a punto degli apparecchi riceventi. Usandolo come indicatore di *risonanza si potrà stabilire se l'oscillatore funziona regolarmente* e stabilirne la relativa frequenza. Usato come indicatore di risonanza può essere utile per l'accordo, a ricevitore spento, dei vari circuiti. Infine, a ricevitore acceso, può assolvere lo scopo di *Generatore di segnali* per la taratura definitiva.

5. Apparati trasmittenti.

Mantenendo il trasmettitore in assetto di funzionamento e con l'alimentazione esclusa si procederà ad eventuali verifiche dei vari circuiti usando il « *grid-dip* » come indicatore di risonanza. Successivamente si ricontrolleranno i circuiti dando loro tensione ed usando il *grid-dip* come diodo sintonizzato ed infine come oscillatore rivelatore.

Il *grid-dip* è della massima importanza nella ricerca delle

onde parassite. Esso viene fatto agire come oscillatore rivelatore azzerando il battimento con la frequenza parassita, quindi, staccando l'alimentazione del trasmettitore e mantenendo inalterate le posizioni dei vari comandi si usa come indicatore di risonanza lasciandolo nella identica sintonia di cui alla prima prova, fino a rintracciare il circuito che dà orgine alla frequenza parassita. Per regolare la *neutralizzazione* ci si avvarrà del funzionamento come indicatore di risonanza accoppiando lo strumento, a trasmettitore spento, al circuito volano di griglia ed avendo cura di mantenere l'accoppiamento il più stretto possibile. Quando ruotando completamente il condensatore del circuito anodico non si noterà alcuna deviazione allo strumento la neutralizzazione sarà raggiunta.

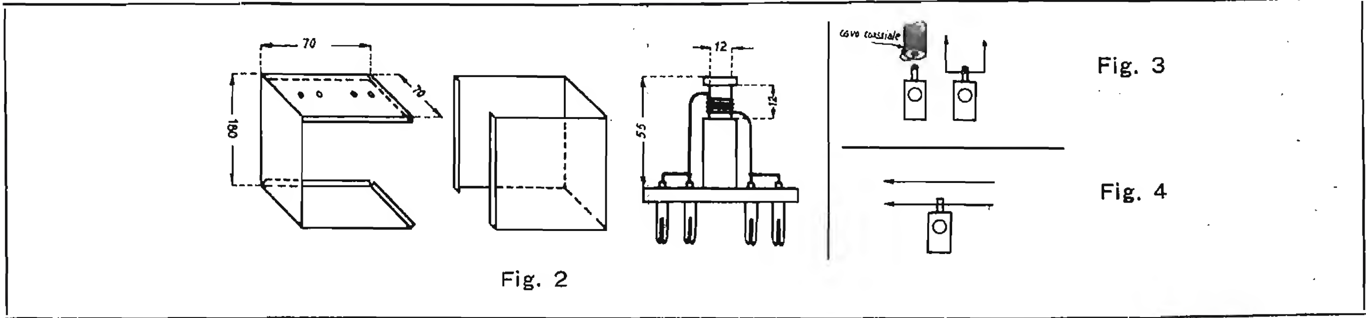


Fig. 2

6. Linea di alimentazione in quarto d'onda.

Per le linee di alimentazione a quarto d'onda « aperte » il *grid-dip* viene usato come indicatore di risonanza ed accoppiato come indicato in fig. 3. Oltre alle frequenze fondamentali potranno riscontarsi altri punti di risonanza che corrispondono alle frequenze armoniche. Per effettuare la misura di dette linee è necessario corto circuitare una delle due estremità (nel caso si tratti di linee coassiali di corto circuito lo schermo con il filo interno), avendo cura che il ponte di c.c. sia ridotto alle dimensioni minime indispensabili. Per le linee « *chiuse* » ad un quarto d'onda, l'apparecchio si usa come nel caso precedente senza effettuare corto circuito.

7. Linee di alimentazione a mezz'onda.

Si effettua l'accoppiamento al centro come indicato in fig. 4 (ed eseguendo il corto circuito ad un estremità, nel solo caso che trattisi di linee aperte) moltiplicando per due il valore della frequenza di risonanza.

8. Misuratore di campo.

Usato come rivelatore a diodo e collegando a mezzo di un condensatore da 25 pF un antenna, costituita da un metro circa di filo rigido alla bobina, il *grid-dip* può essere usato come misuratore di campo.

9. Messa a punto delle linee sintonizzate di alimentazione (LEVY, ZEPPELLIN, ecc.).

Il *grid-dip* deve essere usato come indicatore di risonanza controllando la frequenza di risonanza del circuito d'accordo che accoppia il trasmettitore alla linea ed effettuando le opportune variazioni in relazione alla frequenza trovata.

10. Messa a punto delle linee non sintonizzate.

Si sintonizza il *grid-dip* alla frequenza di risonanza dell'antenna utilizzandolo come generatore di segnali e regolando il circuito che funziona da adattatore di impedenza in modo che il rapporto delle onde stazionarie sia il più vicino possibile ad « *uno* ».

11. Antenne direttive.

Esse debbono essere regolate staccandole dalla rispettiva linea di alimentazione ed usando il *grid-dip* come indicatore di risonanza. Successivamente il *g.-d.* verrà usato come generatore di segnali accoppiandolo alla linea di alimentazione (collegata) e procedendo alla regolazione degli altri elementi costituenti l'antenna a mezzo di una misura di campo o di un ricevitore munito di strumento indicatore della intensità dei segnali, posto nelle vicinanze dell'antenna stessa.

Usando il *grid-dip* come indicatore di risonanza è inoltre possibile stabilire la capacità di un condensatore il quale dovrà essere collegato ad una bobina precedente tarata a mezzo di condensatore di capacità nota in modo che conoscendo il valore della frequenza di risonanza si possa risalire immediatamente al valore della capacità.

Innumerevoli sono gli usi ai quali può essere destinato questo minuscolo apparecchio nella pratica quotidiana di coloro che si dedicano alla tecnica elettronica. Il lettore che si accingerà alla sua costruzione non avrà certamente motivo di rimpiangere il breve tempo che ha dovuto perdere per la sua realizzazione e tanto meno l'esigua spesa.

La taratura è la parte più delicata della messa a punto e dovrà essere eseguita a mezzo di un buon oscillatore valendosi dell'uso delle armoniche per quanto concerne le frequenze più alte. Particolarmente utile si è dimostrato al riguardo il sistema indicato dal Sig. P. Soati nella sua consulenza n° 52 riportata a pag. 412 del n° 13 di questa rivista. L'autore è a completa disposizione di coloro che desidereranno avere schiarimenti in merito.

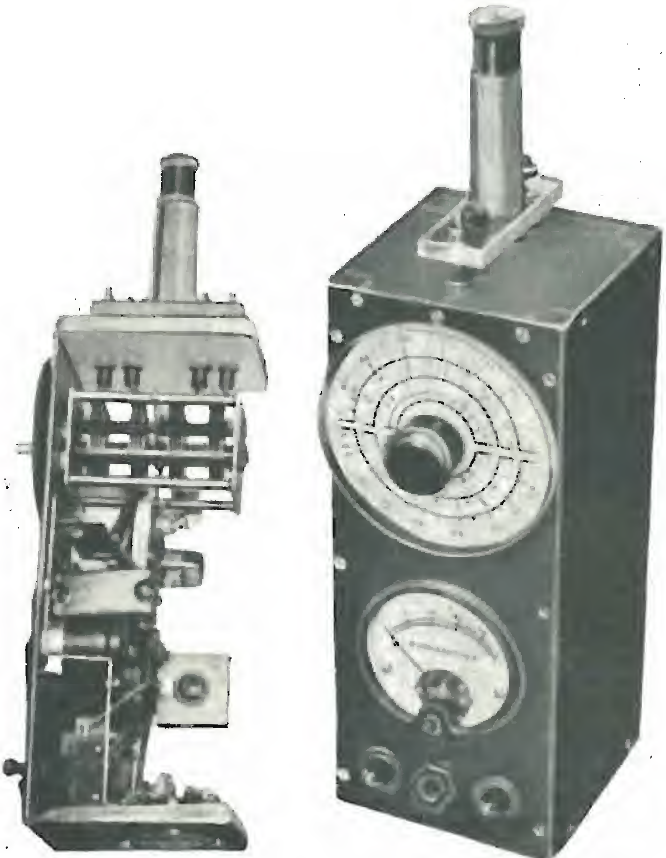


TABELLA PER LE BOBINE
supporto in figura 2

3 ÷ 7,5	**Mc/s**;	68 spire serrate filo smaltato da 0,1 mm
6,4 ÷ 16	» ;	31 » » » » » 0,2 »
13 ÷ 32	» ;	15 » » » » » 0,4 »
26 ÷ 65	» ;	8 1/2 » spaziate » » » 0,6 »
48 ÷ 120	» ;	2 3/4 » » » » » 0,6 »
110 ÷ 175	» ;	ponticello (su due sezioni del variabile, di tubetto di rame da 3 mm; altezza 50 mm, larghezza 12 mm
150 ÷ 250	» ;	come sopra; altezza 25 mm, larghezza 12 mm.

Aspetti teorici e pratici della radionavigazione

P. Soati

(V N. 23, pag. 715)

Il Radar

In una esposizione concernente la radionavigazione non è certamente possibile non parlare di una apparecchiatura che in questi ultimi anni ha avuto applicazioni veramente interessanti: intendiamo dire del « *radar* » il cui nome trova l'origine nelle iniziali del termine americano *Radio Detection And Ranging*. A chi spetti il merito di aver costruito il primo esemplare non è facile dirlo: una cosa è certa, che la sua realizzazione si è resa possibile in conseguenza degli studi e degli esperimenti eseguiti da tecnici e studiosi di tutto il mondo. Già nel 1904 i tedeschi brevettarono un sistema per individuare, per mezzo delle onde e.m. riflesse, gli ostacoli alla navigazione. Successivamente ebbero un'influenza decisiva nella fase conclusiva degli esperimenti gli americani *Breit e Tuve, R. M. Page* e l'inglese *Watson*. Degli italiani è da segnalare il brevetto conseguito dall'Ing. Montù nel 1932 e le esperienze condotte in tale campo dagli studiosi *Tiberio, Vecchiacchi, Gnesutta, Castellani, Sacco, Pistoia*, ecc.

Il principio di funzionamento del radar è simile a quello degli *ecometri* funzionanti su frequenze ultrasonore: infatti esso si basa sulla possibilità di calcolare la distanza di un oggetto in relazione al tempo impiegato, nel viaggio di andata e ritorno, da un lascio di onde e.m. ad impulso partente dal posto osservatore e riflesse dall'oggetto stesso del quale si desidera conoscere la distanza.

Emissioni ad impulso

Le emissioni radar sono effettuate per mezzo di onde e.m. ad impulso le quali possono essere ottenute a mezzo di oscillatori a rilassamento la cui frequenza di oscillazione dipende dalla variazione di tensione e di corrente provocata dalla carica e dalla scarica di un condensatore. A seconda delle necessità, e mediante l'uso di adatti accorgimenti, gli impulsi possono assumere forme diverse quali la rettangolare, la trapezoidale, ecc.

Siccome la durata degli impulsi è dell'ordine del microsecondo, e sovente anche inferiore, ne consegue che un generatore adatto ad un tale genere di emissione, quando è funzionante, praticamente resta in riposo un periodo di tempo molto superiore a quello di lavoro e di conseguenza, trovandosi in migliori condizioni di raffreddamento, ha la possibilità di erogare una energia notevolmente superiore a quella che potrebbe irradiare nel caso di emissione continuativa. In un'onda impulsiva si denotano i seguenti fattori: la *forma dell'impulso* alla quale abbiamo accennato più sopra, la *durata dell'impulso* che praticamente varia, a seconda dei casi, da qualche milionesimo di microsecondo a qualche microsecondo e la *cadenza* indicante la frequenza con la quale si succedono gli impulsi. Il termine *ciclo di servizio* indica il rapporto fra la durata di un impulso e l'intervallo che intercorre fra due impulsi successivi. Per *potenza di cresta* di un impulso s'intende la potenza della cresta più elevata dell'inviluppo ad alta frequenza. La potenza media si ottiene moltiplicando il *ciclo di servizio per la potenza di cresta*.

Per dimostrare come l'uso delle emissioni ad impulsi, permetta di ottenere potenze molto più elevate rispetto ad una emissione normale del tipo A1 e A2 vale la pena di servirsi di un esempio.

Supponiamo di avere un radar la cui potenza di cresta sia di 40 kW ed i cui impulsi abbiano una durata di 1,8 microsecondi con una cadenza di 400 impulsi; è facile dedurne che in un secondo, cioè un milione di microsecondi, il generatore rimane in funzione soltanto 720 microsecondi (1,8 x 400) e che, di conseguenza, il *ciclo di servizio* (*c*, indicando con *i* la durata dell'impulso e con *I* l'intervallo fra due impulsi è uguale a *i/I* e quindi:

$$c = 1{,}8/10^6 : 1/400 = 0{,}00072.$$

Moltiplicando il ciclo di servizio per il valore della potenza di cresta (*Wc*) si ottiene la potenza media (*Wm*):

$$Wm = c.\ Wc = 40.000 \times 0.00072 = 28.8 \text{ Watt},$$

la qualcosa dimostra che un trasmettitore funzionante in servizio continuativo con una potenza di 28.8 W. passando al funzionamento con forme d'onda impulsive aventi un periodo di 1,8 microsecondi ed una cadenza di 400 può raggiungere una potenza di 40 kW cioè 1500 volte circa superiore.

Le caratteristiche alle quali abbiamo accennato più sopra fanno parte delle costanti che servono a determinare la distanza massima alla quale può essere identificato un ostacolo. Esse sono legate fra di loro dalla seguente equazione:

$$Dm = \sqrt{Wc.A^2S.D/4n.k.T.\lambda^2}$$

nella quale *Dm* rappresenta la massima distanza di identificazione di un ostacolo, *S* la superficie del bersaglio in metri quadrati, *Wc* la potenza di cresta, *D* la durata dell'impulso, λ la lunghezza d'onda usata, *A* la superficie del riflettore in metri quadrati, *n* il rumore di fondo espresso come rapporto minimo teorico $kt\Delta f$ in cui Δf è la larghezza di banda in cicli. Alla temperatura ambiente kT è uguale a 4.10^{-21}.

Costituzione del Radar

I principali componenti, che sono comuni a qualsiasi apparecchiatura radar, sono i seguenti:

1) *Generatore d'impulsi*, detto anche *pilota di cadenza*; 2) *il trasmettitore*; 3) *il modulatore*; 4) *il ricevitore*; 5) *l'indicatore*; 6) *il complesso direttivo d'aereo*; 7) *il commutatore trasmissione-ricezione*.

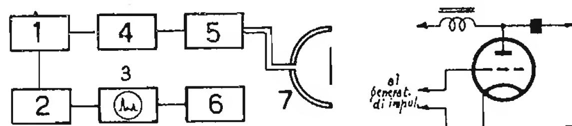


Fig. 1 - 1 - modulatore; 2 - generatore di impulsi; 3 - indicatore; 4 - trasmettitore; 5 - ricevitore; 6 - commutatore di antenna; 7 - riflettore.
Fig. 2 - MODULATORE.

Lo schema di principio del funzionamento di un radar costituito dai suddetti elementi è riportato in fig. 1.

1. *Il generatore di impulsi* o pilota di cadenza serve a determinare il ritmo di cadenza dei treni d'onda assicurandone la durata richiesta, la lunghezza costante e rappresenta uno degli organi più importanti di un radar. Il tipo più usato è il *multivibratore* il quale ha la particolarità di emettere delle frequenze che sono in relazione armonica fra di loro. Sovente sono usati altri tipi di oscillatori ed in modo particolare quelli a cristallo. Nei radar moderni il generatore di impulsi ha assunto la caratteristica di sincronizzatore perchè in effetti adempie allo scopo di generare delle correnti impulsive di scatto il cui compito è quello di dare una costante di tempo ai circuiti trasmittenti e riceventi con perfetto sincronismo e con ritardi prestabiliti (in inglese gli impulsi sono chiamati *triggers* ed i relativi circuiti *trigger circuits*).

Apparato di cadenza del Radar SCR 286

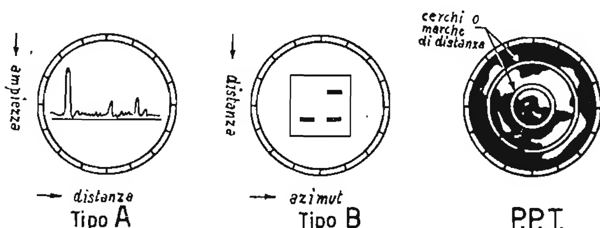
E' realizzato con 11 tubi. Esso è costituito da un pilota del tipo Hartley che emette una frequenza di 4098 periodi. E' munito di due uscite: una serve per la distanza l'altra per la cadenza. Seguono due stadi di amplificazione ed un filtro alla uscita del quale si ottiene una tensione di forma sinusoidale di 4098 c/s. Successivamente la tensione viene fatta passare attraverso un circuito di accoppiamento il cui scopo è quello di appuntire le onde provenienti dal filtro le quali vengono inviate ad un amplificatore sovramodulatore e limitatore del tipo ad assorbimento di griglia. Quest'ultimo opera un appiattimento degli impulsi i quali però vengono ad avere la fronte, a costante di tempo piccolissima, che lavora soltanto in corrispondenza dei fronti anteriori e posteriori dell'onda dimodocchè alla sua uscita si ricava un brevissimo impulso negativo ed uno positivo ancora più piccolo. Da questo filtro le tensioni passano al generatore di impulsi il quale è costituito da una valvola la cui polarizzazione si trova nel punto d'interdizione e che di conseguenza è sensibile soltanto nei confronti degli impulsi positivi.

Gli stadi che seguono hanno il compito di invertire la polarizzazione e di ottenere impulsi a forte corrente e bassa tensione. L'ultimo stadio infine ha lo scopo di ottenere un'uscita a bassa impedenza adatta per trasferire gli impulsi al modulatore.

2. *Modulatore.* — Questo apparecchio più che la funzione di modulatore ha il compito di manipolatore elettronico, di amplificatore e di affinatore dei segnali (fig. 2.).

Quando al modulatore giunge un impulso dal generatore, la griglia della valvola Tg, che è polarizzata all'interdizione, assume un potenziale positivo ed istantaneamente tale valvola diventa conduttrice. In tal caso il condensatore Ci si scarica attraverso ad essa ed il trasmettitore dimodochè avviene l'innesco delle oscillazioni alla frequenza prefissata (la cui durata è dell'ordine del microsecondo). Appena l'impulso cessa la griglia della valvola Tg ritorna negativa e quindi cessa l'innesco delle oscillazioni. Questo sistema nei moderni apparati è stato sostituito da *Thyratrons* a vapori di mercurio e più ancora da quelli a vapori di idrogeno.

3. *Trasmettitore.* — Mentre i primi radio usavano trasmettitori con valvole di costruzione speciale in relazione alla frequenza di lavoro piuttosto elevata e che oscillava fra i 10 ed i 100 Mc/s, con l'uso sempre maggiore delle micro-onde e per la necessità di aumentare la potenza si sono dovuti costruire dei trasmettitori utilizzanti sistemi di nuova concezione quali il magnetrons ecc.



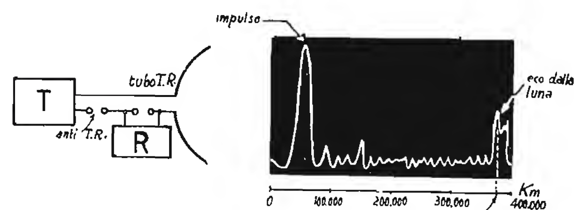


Fig. 3 - INDICATORI.
Fig. 4 - COMMUTATORE TRASMISSIONE - RICEZIONE.
Fig. 5 - FOTOGRAMMA DELL'ECO LUNARE.

Su questo argomento rimandiamo il lettore ai numeri, 14, 15, 16 e 18 nei quali la « *Tecnica delle micro-onde* » è stata trattata diffusamente.

4. *Ricevitore.* — Il ricevitore delle apparecchiature radar deve essere sensibile a dei segnali che se sono prodotti con potenze magari dell'ordine di 1000 kW in talune condizioni possono essere ricevuti al posto di origine con un campo di 0,000000001 watt. E' ovvio quindi che la sua sensibilità deve essere molto superiore a quella richiesta per i ricevitori destinati alle normali comunicazioni e che nello stesso tempo il rumore di fondo deve essere ridotto al minimo possibile. Generalmente si usa una supereterodina studiata in modo da evitare qualsiasi deformazione dei segnali. Inoltre l'amplificazione deve avvenire esclusivamente nei circuiti di media frequenza dato che nel campo delle microonde non è possibile ottenere amplificazione a radiofrequenza. Il tubo oscillatore che permette la conversione di frequenza deve avere caratteristiche speciali; generalmente a tale scopo sono usati tubi a modulazione di velocità.

Il primo rivelatore, che permette la conversione di frequenza nella maggior parte dei casi è costituito da un rettificatore al silicio o di germanio.

5. *L'indicatore.* — E' costituito da un tubo a raggi catodici il quale ha lo scopo di trasformare i segnali luminosi proiettati sopra uno schermo. Nel caso del radar sopra questo schermo è riportata una scala sulla quale è visibile l'impulso di partenza ed il relativo eco provocato dall'ostacolo incontrato.

A seconda del loro uso gli indicatori si possono suddividere in due categorie:

a) Indicatori nei quali gli *oscilloscopi* servono come apparecchi di misura della distanza, e qualche volta degli angoli, e che sono generalmente noti con la sigla *A*, *B*, *C*, *e J*.

b) Indicatori che dànno una *riproduzione televisiva* con contorni tipografici ben definiti simili ad una carta geografica e noti con il nome di *P. P. I.* (dall'inglese *Plan position indicator*).

Nel tipo *A* l'ascissa del punto catodico luminoso è proporzionale al tempo, di conseguenza su di essa si misurerà la distanza dell'impulso di eco rispetto all'impulso iniziale. L'ordinata invece indica l'ampiezza dei segnali. L'indicatore *A* può servire a misurare grossolanamente anche gli angoli osservando il massimo dell'ampiezza dell'eco in funzione della rotazione del proiettore.

Nel tipo *B* la distanza invece è riportata sulle ordinate e l'azimut sulle ascisse. Quindi la posizione azimutale del proiettore corrisponde ad una tensione elettrica di deviazione orizzontale del fascio luminoso, mentre invece i segnali di eco comandano l'intensità luminosa del fascio stesso dimodochè, la presenza di un ostacolo è indicata da una macchia luminosa le cui coordinate forniscono la distanza e l'azimut. Mentre il sistema *C* è simile al precedente, il tipo *J* è simile al tipo *A*, dato che permette di conoscere unicamente la distanza degli ostacoli, con l'unica differenza che la base dei tempi è circolare.

Nell' indicatore *PPI* la riproduzione panoramica è resa possibile dall'uso di un'antenna a fascio rotante la quale si sposta a velocità costante in senso orizzontale lungo un certo arco dell'orizzonte. Il segnale d'eco non produce, come negli indicatori di cui sopra, degli spostamenti normali all'asse ma dà luogo a delle macchie più o meno luminose a seconda della natura dell'ostacolo incontrato. L'asse dei tempi, anzichè essere orizzontale, ha la forma circolare in modo che il fascio catodico lo percorre a scatti, in relazione alla deflessione provocata dalle correnti a dente di sega, dal centro verso la periferia e viceversa. I suoi movimenti sono sincroni con quelli eseguiti dal riflettore di antenna per cui il fascio d'onda e l'asse radiale passano contemporaneamente per le stesse posizioni azimutali rispetto ad una data direzione fissa.

In relazione a quanto si è detto è evidente che se il proiettore emette degli impulsi in una data direzione quando essi saranno riflessi ritornando al luogo di origine produranno sullo schermo dell'indicatore delle macchie luminose ad intensità variabile a seconda degli ostacoli incontrati. Ciò si ripeterà con continuità via via che il proiettore e l'asse dei tempi si spostano e quando essi avrano effettuato un giro completo, sullo schermo si potrà osservare la visione panoramica completa degli ostacoli relativi ad una data zona di spazio. Questo tipo di indicatore è detto anche a *modulazione d'intensità*. I tubi usati debbono avere una persistenza piuttosto lunga affinchè l'immagine abbia una permanenza non inferiore al tempo che impiega l'antenna ad effettuare uno spostamento completo.

6. *L'antenna.* — Le antenne impiegate nei radar debbon irradiare l'energia in fasci più o meno concentrati a seconda dello scopo al quale sono destinati. Infatti la precisione del rilevamento dipende dalle dimensioni del fascio il quale è tanto più stretto (ed è maggiore la precisione angolare) quanto più grande è il riflettore e maggiore è la frequenza usata. Per questo fatto quando si usavano apparecchiature lavoranti su onde metriche era necessario costruire aerei a cortina con riflettore di dimensioni notevoli. L'orientamento verso le onde centimetriche ha permesso la costruzione di riflettori a forma parabolica, nel cui fuoco è collocata l'antenna, le cui ridotte dimensioni facilitano il montaggio su adatti sostegni ruotanti. Inoltre, sempre nel campo delle microonde, l'energia è convogliata direttamente al riflettore a mezzo di una guida d'onda cava, la qualcosa permette di ottenere una concentrazione più intensa dell'energia nella parte centrale del riflettore.

Vale la pena di accennare all'antenna detta a *formaggio* (dall'inglese (*cheese-aerial*) usata nella apparecchiature di bordo. Si tratta di un riflettore avente una sezione ridotta di cilindro parabolico contenuta fra due piastre che hanno il compito di basi. L'alimentazione viene effettuata attraverso un'apertura situata nel riflettore a mezzo di una guida a forma di tromba. Tale tipo di riflettore ha il notevole vantaggio di irradiare un fascio ristretto nel senso orizzontale e relativamente ampio in quello verticale. La foto di questo tipo di riflettore è visibile nel n. 20 di questa rivista.

7. *Il commutatore di ricezione e di trasmissione* ha il doppio compito di permettere l'uso di un unico aereo tanto per la ricezione dei loro echi e di preservare i circuiti del ricevitore durante la trasmissione. Si tratta di un dispositivo di smistamento elettronico funzionante a mezzo di tubi a *gas*, detti *TR*; ed *anti-TR*, e collocati nei circuiti di alimentazione del proiettore. Quando tali tubi si accendono diventano conduttori e corto circuitano il ricevitore, ciò si verifica nella fase di emissione; quando questa fase cessa essi si spengono ed il ricevitore può entrare liberamente in funzione. ✱

CONSULENZA

di i1PS (Piero Soati)

I lettori che si valgono di questa rubrica sono pregati di firmare chiaramente le loro lettere e di indicare l'indirizzo per una eventuale risposta scritta. Si avverte inoltre che il nome è pubblicato solo se è consentito dal richiedente.

102. Abbonamento alle radioaudizioni.

Sigg. F. Riccardi, Firenze, abbonato 02462. —

Usando un altro, od altri, apparecchi riceventi nello stesso locale nel quale si trova installato un radioricevitore per il quale sia già stato effettuato un abbonamento alle radioaudizioni, non è necessario munirsi di altro abbonamento. Nel caso invece l'apparecchio supplementare sia del tipo « portatile » e quindi usato anche fuori del locale stesso è indispensabile munirsi di altra licenza. Nel caso invece Ella sia in possesso di un *solo* apparecchio del tipo portatile da usare in casa e fuori casa si dovrà munire di un solo abbonamento.

Rispondiamo ai diversi quesiti che ci sono stati posti in merito agli abbonamenti alle radioaudizioni riportando il prospetto dei canoni annuali e semestrali (quest'ultimi, indicati in parentesi) in relazione alle varie categorie.

Abbonamento normale: L. 2460 (1260) - *Alberghi ed esercizi pubblici di* 1ª, 2ª, 3ª *categoria, pensioni di* 1ª *e* 2ª *categ.*: L. 4800 (2475) - *Alberghi ed esercizi di* 4ª *categ., pensioni di* 3ª *categ. e locande*: L. 3550 (1830) - *Ospedali, cliniche, case di cura*: L. 3050 (1570) - *Automezzi ed aerei in servizio pubblico*: L. 3550 (1830) - *Navi*: L. 4800 (2475) *oppure* L. 3550 (1830) in relazione all'importanza, al tonnellaggio, ecc. - *Circoli, sedi di partito politico, associazioni, istituti religiosi, uffici, botteghe negozi ed assimilabili*: L. 3050 (1570 - *Scuole* (quando non esentate in base alla Legge): L. 3050 (1570) - *Enal e Cral*: L. 2930 (1510) - *Mense aziendali*: L. 2460 (1260).

Canoni supplementari per ascolti multipli. *Alberghi* per ogni locale escluso il primo: L. 1000 (515) - *Navi*, per ogni locale escluso il primo: L. 1000 (515) - *Ospedali, case di cure, uffici, stabilimenti ed assimilabili, per ogni locale escluso il primo*: L. 500 (260).

Per i nuovi abbonati i canoni sono frazionabili, cioè hanno decorrenza dal mese in cui è stato comprato l'apparecchio.

103. Telegrafia e quesiti radiantistici.

Sigg. G. Franceschi, Roma, G. D. Salerno.

Sulla ricezione « Morse » alla velocità di 40 caratteri mi sono già intrattenuto precedentemente. Condivido perfettamente l'opinione che essa può essere imparata più facilmente dai giovani piuttosto che da coloro che da un pezzo hanno oltrepassato il « mezzo del cammin di nostra vita ». Nel stabilire il regolamento, per coloro che già svolgono attività radiantistica, si sarebbe dovuto tener conto di questo particolare. D'altra parte non creda che all'estero tutti i radianti siano dei « cannoni » della grafia. Durante innumerevoli QSO in CW che ho avuto occasione di effettuare dal 1929 in avanti (sovente con stazioni professionali da 10 kw e più!) ho avuto occasione di notare che i veramente buoni in linea di massima erano dei professionisti: gli altri potevano essere giudicati buoni soltanto da un mediocre. Non credo quindi che in Italia si voglia essere più rigorosi che altrove.

Il « WAB » « *Lavorato tutto il Brasile* » si può ottenere inviando alla LABRE « Liga de Amadores Brasileiros De Radio Emissao », Post Box 2353 Rio Janeiro, 21 « QSL » dimostranti l'avvenuto contatto con i 20 Stati Federati del Brasile e dei distretti Federali di R. Janeiro Città. Una menzione speciale sarà fatta sul diploma se si allegheranno 4 QSL relative i 4 distretti separati PY8. (La Lista del WAB comprende quindi 20 Stati federati, 1 distretto federale, 4 distretti separati).

Il « WAA » « *Lavorato tutta l'America* » può essere richiesto alla stessa Associazione brasiliana inviando la conferma dei QSO avvenuti con 45 paesi del Nord e Sud America. Per ambedue i diplomi è richiesto un minimo di S3 e per la grafia il T8. Non sono validi i collegamenti effettuati con navi od aerei. Allegare alla richiesta otto coupon di risposta, internazionale.

Il prefisso OD5 appartiene al Libano il quale precedentemente aveva il prefisso AR8.

104. Programmi a nastro.

Sig. G. B. Rossi, Savona.

In Italia, ed a quanto mi risulta neanche all'estero, non esiste attualmente un apparecchio adatto all'uso di cui la sua lettera precedente e mia relativa risposta. Spero di poterle dare in merito, al più presto, una buona notizia.

Sulla seconda parte della sua richiesta posso assicurarla che la tecnica della registrazione su nastro è in continua evoluzione ed oggigiorno la possibilità di avere a portata di mano nastri contenenti interi programmi è un fatto compiuto. Ci risulta infatti che una società tedesca ha concesso ad una società italiana l'esclusività per la vendita di un riproduttore il quale, a mezzo di nastri contenuti in cassette poste in vendita come i dischi normali, permette di avere a disposizione programmi variati e continui per la durata minima di 24 minuti e massima di un ora e che possono essere riprodotti centinaia di volte. A tale dispositivo può essere applicato un adattatore per la riproduzione dei dischi normali da 33,45 e 78 giri. Il prezzo si aggira sulle 60.000 lire.

105. Servizi radio per pescherecci

Sig. F. Tricarico, Bari.

I pescherecci italiani per la chiamata di soccorso debbono usare la frequenza di 1650 Kc/s. La frequenza di lavoro delle stazioni terrestri adibite a tale servizio e alle quali abbiamo accennato in uno dei numeri scorsi nella rubrica « Per Telescrivente » varia da stazione a stazione. Indichiamo le principali: VIAREGGIO 1697 kc/s, PORTO S. STEFANO 1806 kc/s, PORTO TORRES 1806 kc/s, GOLFO ARANCI 2600 kc/s, ANZIO 1883 kc/s, TORRE DEL GRECO 1635 kc/s, PALERMO 1840 kc/s, TRAPANI 1738 kc/s, MAZARA DEL VALLO 1697 kc/s, PORTO EMPEDOCLE 1806 kc/s LAMPEDUSA 1876 kc/s, SIRACUSA 1649 kc/s, GALLIPOLI 2600 kc/s, GALLIPOLI 2600 kc/s, MOLFETTA 2722 kc/s, S. BENEDETTO DEL TRONTO 1876 kc/s, FANO 1643 kc/s, CHIOGGIA 1680 kc/s.

Alle altre domande risponderò nel prossimo numero.

Televisore intercarrier VIDEON R. C. in scatola di montaggio

G. Termini



Nel fascicolo n. 23 (ottobre 1952), si è riportato lo schema elettrico di questo televisore e si sono esaminate, in dettaglio, le disposizioni adottate per i canali video ed audio. Si considerano ora lo stadio separatore e quelli per i movimenti di riga e di quadro. Per ultimo si espongono alcune questioni pratiche relative al montaggio e alla messa a punto.

6. Separazione dei segnali di sincronismo dalla componente a video frequenza. Separazione dei segnali di quadro dai segnali di riga.

L'intero treno degli implusi di sincronismo, ivi compresi cioè quelli *riga* e quelli di *quadri*, è separato dalla componente a video frequenza per tramite del triodo di sinistra del tubo V 12. La separazione avviene per effetto del resistore R 25 (47 K-ohm) che determina una tensione di polarizzazione corrispondente a quella d'interdizione del tubo. Oltre a ciò avviene una limitazione di ampiezza per taglio della corrente anodica conseguente all' elevato valore del resistore di carico R 26 (1 M-ohm).

Gli impulsi di riga e di quadri ricavati dal triodo di sinistra del tubo V12, pervengono all'ingresso del triodo V18 per tramite del condensatore C21 (50.000 pF) e del resistore R24 (0,2 M-ohm). L'anodo di questo tubo è connesso a tre *circuiti integratori* e ad un circuito differenziatore. L'integrazione è procurata da R29-C25, R40-C24 ed R41-C23, che hanno il compito di escludere dall'uscita gli impulsi di sincronismo riga. (*Si veda in proposito la lezione VII del « Corso di Televisione » pagina* 727, *n.* 23).

Pertanto, all'uscita delle reti di integrazione si hanno i soli impulsi di sincronismo-quadri, amplificati dal pentodo V18. Il condensatore C27 (50.000 pF) serve ad escludere dalla griglia di controllo del pentodo la componente continua di alimentazione del triodo V18.

Il circuito differenziatore ha il compito invece di ricavare gli impulsi di riga ed è rappresentato dal condensatore C22 (500 pF) e dal resistore R32 (27 K-ohm). (*V. « Corso di Televisione »*, luogo citato).

Il processo di separazione, così attuato, consente quindi di avere dall'anodo del pentodo V18 gli impulsi di sincronismo-quadri, mentre quelli di sincronismo-riga sono ottenuti dall'anodo del triodo di destra del tubo V12.

Da tale separazione segue ovviamente la possibilità di fissare (*sincronizzare*) la frequenza di funzionamento dei generatori di quadro e di riga.

7. Generatore della tensione per il movimento di quadro.

La tensione per il movimento di quadro è creata dal triodo del tubo V19 e perviene, per tramite di C42 (0,5 micro-F), alla griglia del pentodo dello stesso tubo. All'uscita di esso si comprende il trasformatore di uscita verticale destinato a realizzare l'adattamento fra l'impedenza di carico del pentodo e quella del circuito di utilizzazione, rappresentato dalle bobine di deflessione.

Per comprendere il funzionamento di questi due stadi giova osservare anzitutto che la legge con cui avviene il movimento verticale del raggio catodico, è rappresentato da un diagramma a *dente di sega* nel quale il percorso di *andata* corrisponde allo spostamento ordinato dall'alto al basso di esso. Segue subito che se si devono avere in un secondo, per 25 volte, 625 righe orizzontali intramezzate, la frequenza della tensione di deviazione verticale è di 50 c/s. Da qui il valore, sufficientemente elevato del condensatore di accoppiamento (c42) fra il generatore (*triodo*) e l'amplificatore (pentodo).

Il triodo segue la disposizione nota col nome di *oscillatore di blocco*. Nel trasformatore T 3 con nucleo di ferro si ha un primario, connesso all'anodo del triodo ed un secondario collegato fra la griglia ed il catodo. Un terzo avvolgimento (5 - 6) è collegato all' anodo del pentodo V18 ed ha lo scopo di far pervenire gli impulsi di sincronismo all'oscillatore di blocco. Tale processo verrà però esaminato in un secondo tempo, perchè occorre indagare ora sul potenziale iniziale di polarizzazione del triodo. Questo potenziale non corrisponde a quello prodotto dal resistore R60 (400 ohm) connesso in serie al catodo, bensì alla differenza fra tale tensione (*negativa* andando dalla griglia al catodo), e quella (*positiva*) che perviene alla griglia stessa per tramite di R57 (0,1 M-ohm) e P4 (0,25 M-ohm). Ciò è fatto per avere una tensione negativa di polarizzazione per il pentodo mentre il triodo deve avere una tensione nulla. In questo modo la corrente anodica del triodo è inizialmente intensa e provoca una tensione nel secondario che rende la griglia positiva, in quanto il secondario stesso è avvolto nello stesso senso del primario.

Da qui un aumento dell'intensità della corrente anodica e un conseguente aumento della tensione indotta dal primario al secondario. Alla griglia del tubo si ha pertanto una tensione Vg crescente col crescere della tensione anodica (tratto 1-2 della fig. 2) per cui risulta parimenti crescente l'intensità della corrente che si stabilisce nel circuito stesso di griglia. Si ha cioè una corrente che carica il condensatore C41 (0,1 micro-F) per cui, aumentando la tensione ai suoi capi ed essendo essa negativa rispetto alla massa, si provoca una diminuzione nella intensità della corrente anodica. Questa infatti si annulla quando la griglia risulta avere il potenziale d' interdizione. La carica accumulata dal condensatore è successivamente dispersa dal circuito ad esso collegato. Diminuendo la tensione negativa ai capi del condensatore, ricompare la corrente anodica ed il ciclo si ripete.

I valori degli elementi che si comprendono in questo stadio sono calcolati in modo che la frequenza di questo ciclo è molto prossima, più precisamente di poco inferiore, a quella degli impulsi di sincronismo. Così facendo questi impulsi, che sono *positivi*, pervengono all'oscillatore di blocco prima del termine dell'esplorazione di riga ed obbligano l'oscillatore stesso ad iniziare un nuovo ciclo (fig. 4).

Infine si osserva che la rete di controreazione, interposta tra l'anodo e la griglia di comando del pentodo V19, ha lo scopo di eliminare le distorsioni introdotte dalla curvatura della caratteristica di funzionamento del tubo.

8. Produzione della tensione per il movimento di riga e dell'E.A.T. Controllo automatico della frequenza di riga.

Gli stadi destinati a fornire la corrente per la deflessione orizzontale del raggio catodico, sono rappresentanti dal *generatore della tensione a dente di sega* V14, *dall'amplificatore finale* V15 e dal *diodo di smorzamento* V16. Il tubo V17 utilizza il periodo di ritorno della corrente per la deflessione orizzontale e serve ad ottenere l'E.A.T. di alimentazione del cinescopio. Gli impulsi di riga, ricavati dall'anodo e del catodo del triodo di destra V12, sono applicati ad un *discriminatore di fase* (*bidiodo* V13) che riceve una tensione a dente di sega per tramite di C16 ed R27.

Si avverte ora che nello schema elettrico apparso nel n. 23 e che è anche riportato in questo fascicolo, si è incorsi una imprecisione in quanto si è mancato di comprendere il resistore

R34 (5 M-ohm), il resistore R35 (0,5 M-ohm) ed il condensatore C20 (10.000 pF). Lo schema esatto del discriminatore e della connessione interposta tra di esso e l'ingresso del triodo di sinistra V 14 è pertanto riportato nella fig. 3.

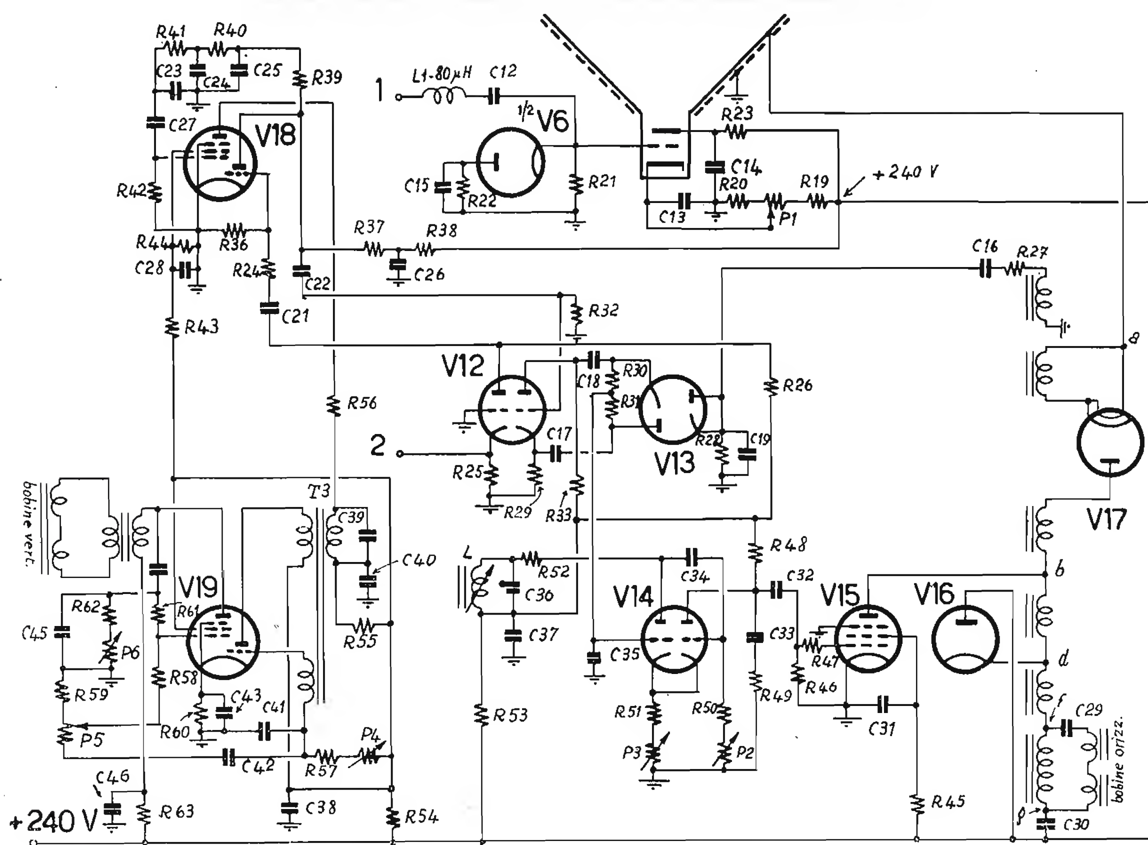
Per comprendere il funzionamento di questi stadi, dei quali si dirà per altro largamente nel « Corso di Televisione », giova esaminare anzitutto il funzionamento del tubo V14. Si tratta, più precisamente di un *multivibratore*, atto quindi a creare una *tensione a dente di sega*. Ciò avviene per la presenza in serie ai catodi di un unico resistore (R51 + P3). Questa disposizione discende immediatamente da quella più nota riportata nella fig. 5, nella quale, per tramite di *C* si riporta all'ingresso del tubo T1 una frazione della tensione alternativa che si ha all'uscita del tubo T2.

Il funzionamento è così spiegato. Se è applicata inizialmente all'ingresso del tubo T1 una tensione di fase positiva, la corrente anodica di esso aumenta ed aumenta la caduta di tensione provocata dal resistore di carico R2. Varia pertanto la tensione fra l'anodo ed il catodo del tubo T1 (più precisamente *diminuisce*) e varia, in conseguenza (*aumenta*), il potenziale negativo che si ottiene, per tramite di C1, fra la griglia ed il catodo del tubo T2.

mediante il condensatore *C*1. Infatti, le variazioni di corrente che si verificano nel circuito anodico della sezione di sinistra del tubo, provocano delle corrispondenti variazioni della tensione fra catodo e massa per cui varia anche, parimenti, la tensione che si ha fra il catodo e la griglia della sezione di destra.

Da ciò un processo analogo a quello che avviene nel caso del multivibratore con accoppiamento a condensatore. L'oscillazione rettangolare ottenuta dal tubo è trasformata in una oscillazione a dente di sega dal condensatore C33. La carica da esso accumulata durante il tempo in cui cresce la tensione anodo - catodo della sezione di destra, è dispersa attraverso la resistenza interna di questa stessa sezione quando, risultando all'interdizione la sezione di sinistra, aumenta la tensione fra l'anodo ed il catodo di essa ed aumenta in conseguenza la tensione positiva applicata alla griglia della sezione stessa di destra.

La tensione a dente di sega, così ottenuta è fatta pervenire all'ingresso dello stadio realizzato con il pentodo V15 (PL81). Il diodo V16 serve a mantenere costante la tensione anodica del tubo V15 che varia in conseguenza all'innesco delle oscillazioni, provocato dall'interruzione repentina della corrente anodica che avviene per effetto della forma della tensione



Separazione, ricostituzione della componente continua e generatori di riga e di quadro.

Fig. 1

Segue quindi una diminuzione della corrente anodica di T2, per cui aumenta la tensione che si ha fra l'anodo ed il catodo del tubo T2, in quanto diminuisce la caduta di tensione provocata da R4. Questa variazione di tensione è fatta pervenire alla griglia del tubo T1 mediante il condensatore *C* e risulta in *fase* alla tensione eccitatrice che si è supposta positivamente crescente.

Da ciò un accrescimento di tale tensione ed un conseguente accrescimento della corrente anodica del tubo T1 per cui aumenta anche la tensione negativa applicata alla griglia del tubo T2. Quando questa tensione raggiunge il potenziale d'interdizione cessa la corrente anodica del tubo T2 e cessa anche l'accrescimento della tensione all'ingresso del tubo T1. La carica accumulata da C1 si disperde quindi attraverso R3 ed il ciclo si ripete consentendo di ottenere una tensione periodica di forma irregolare (pressochè rettangolare) che può facilmente trasformarsi in una tensione a dente di sega

Non sostanzialmente diverso è il comportamento del tubo V14 ove si consideri che l'accoppiamento fra le due sezioni avviene per tramite della resistenza in serie al catodo, anzichè

eccitatrice.

Si ha più precisamente un'azione di *smorzamento* da parte del diodo (da qui il nome di *diodo di smorzamento*), per tramite del quale si ottiene anche di applicare la tensione positiva all'anodo del tubo V15. Questa tensione, che è quindi costante, provoca nel carico una corrente che varia linearmente nel tempo e che è da intendere conseguente al funzionamento stesso del tubo e alla restituzione dell'energia immagazzinata nel campo magnetico del carico.

Durante il periodo di ritorno della corrente di deflessione, il carico stesso dell'amplificatore di riga è sede di una *sovratensione*, elevata per via autotrasformatorica e che è fatta quindi pervenire all'anodo del diodo V17, il cui riscaldatore del catodo è connesso ad un avvolgimento accoppiato al carico stesso dell'amplificatore di riga. Dal tubo V17 si ha quindi l'E.A.T. di alimentazione del cinescopio.

Occorre esaminare il funzionamento del tubo V13, il che è fatto, come si è avvertito, considerando lo schema della figura 3.

Questo stadio rappresenta un *discriminatore di fase*, cioè

una disposizione atta a fornire una corrente (e quindi una tensione) proporzionale al senso e all'importo della variazione di fase intervenuta fra due tensioni periodiche.

Il funzionamento di questo stadio è così spiegato. Gli impulsi di sincronismo-riga ottenuti dall'anodo e dal catodo del triodo per tramite di C18 e di C17 sono di *fase opposta* ed hanno la medesima ampiezza, in quanto il resistore in serie all'anodo (R33) ha il medesimo valore del resistore in serie al catodo (R29). L'impulso ottenuto dal catodo del triodo è di *fase positiva* ed è applicato ad una placca del bidiodo V13.

Fig. 2

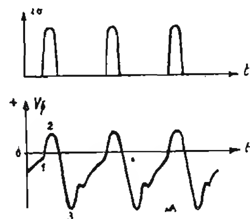
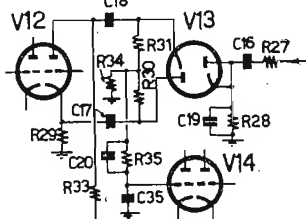


Fig. 3



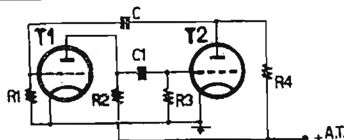


Fig. 4 Fig. 5

Fig. 3 - V12, V14 - ECC81; **V13** - EB41.
C16 - 0,1 micro-F; **C17, C18** - 1000 pF; **C19** - 10.000 pF; **C20** - 10.000 pF; **C35** - 10.000 pF.
R27 - 10 K-ohm; **R28** - 47 K-ohm; **R29** - 3,9 K-ohm; **R30, R31** - 0,1 M-ohm; **R33** - 3,9 K-ohm; **R34** - 5 M-ohm; **R35** - 0,5 M-ohm.

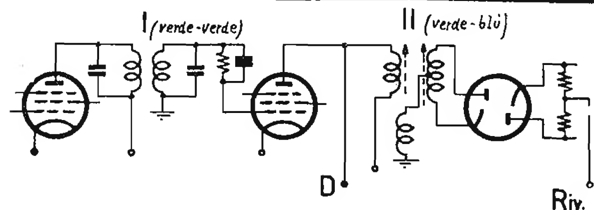
Quello proveniente dall'anodo è invece di *fase negativa* e perviene al catodo dell'altro diodo. Le resistenze di carico dei due diodi (R31-R30) hanno il medesimo valore e sono collegate a massa per tramite del resistore R34 (5 M-ohm).

Si consideri ora quel che avviene nel caso che s'interrompa la connessione al condensatore C16 ed al resistore R27. Per effetto di R28 e di C19 risulta applicata ai due diodi una tensione fissa per cui, avendo applicati due impulsi di uguale ampiezza, le correnti dei due diodi sono uguali e risultano parimenti uguali le *tensioni di opposta polarità* che si hanno ai capi di R30 ed R31. In tal caso la tensione ai capi di R34 è *nulla*.

Questa tensione è parimenti nulla quando la frequenza della tensione orizzontale, applicata al tubo mediante C16, corrisponde esattamente alla frequenza degli impulsi di sincronismo. Ciò avviene perchè, risultando essa esclusivamente in fase (od in opposizione di fase) agli impulsi stessi, permangono *uguali* le tensioni applicate ai diodi. Ciascuna tensione è infatti determinata dalla *somma vettoriale* di quella dell'impulso e di quella ricavata dall'amplificatore di riga.

Se invece la concordanza di fase non sussiste, la tensione che si viene ad avere per un diodo risulta maggiore o minore di quella dell'altro diodo a seconda del senso dello sfasamento stesso. In tal caso le tensioni ai capi delle resistenze di carico, R30 ed R31, non risultano uguali, per cui si ha ai capi di R34 una *tensione risultante, la cui polarità, rispetto alla massa, dipende dal senso dello sfasamento* (frequenza maggiore o minore degli impulsi di sincronismo) ed *il cui valore è proporzionale all'importo dello sfasamento stesso.*

Dall'uscita del discriminatore si va all'ingresso del tubo V14, la cui frequenza di funzionamento è determinata dai valori delle resistenze e delle capacità in giuoco, nonchè dalle tensioni applicate agli elettrodi. Per tale fatto essa dipende anche dal valore e dalla polarità della tensione di correzione fornita dal discriminatore di fase. Merita anche rilievo il fatto che, per migliorare la stabilità di frequenza del multivibratore, l'anodo del triodo di destra (V14) è connesso ad un circuito oscillante (L-C36) accordato sulla frequenza di riga (15,625 c/s) per tramite della variazione del nucleo di ferro. Oltre a ciò è facile osservare che la tensione di correzione è fatta pervenire al tubo V14 attraverso una rete di resistori (R34, R5) e di condensatori (C20, C35) aventi una *costante di tempo particolarmente elevata.* Ciò è fatto per far fronte alle perturbazioni di corta durata. Esse provocano infatti una rapida variazione di tensione all'uscita del discriminatore (R30-R31) che non è però risentita dal tubo in conseguenza all'elevato valore della costante di tempo.



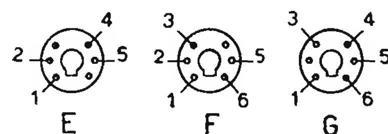
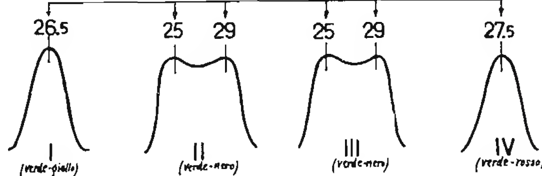


Fig. 8

E - II, III e IV trasformatore di media frequenza del canale video, **I** trasformatore del canale suono.
1 - a massa o al regolatore di sensibilità; **2** - alla griglia controllo; **4** - al + A.T.; **5** - all'anodo.
F - I trasformatore di media frequenza del canale video.
1 - a massa o al regolatore di sensibilità; **2** - alla griglia controllo; **3** - alla massa; **5** - all'anodo; **6** - al + A.T.
G - II trasformatore di media frequenza del canale audio.
1 - al catodo (2); **3** - al diodo (1); **4** al + A.T.; **5** - all'anodo; **6** - a massa.



B A C

Fig. 6

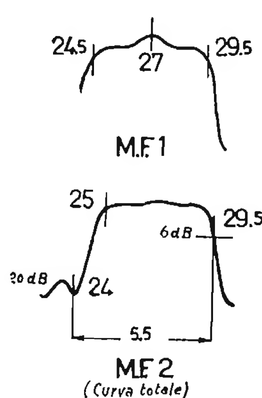


Fig. 7

9. Avvertenze per la costruzione e per la messa a punto del televisore VIDEON R.C.

Nelle figg. 6, 7 e 8, oltre a precisare le connessioni dei trasformatori per la frequenza intermedia (*catena video ed audio con sistema intercarrier*), si sono riportate anche le curve di risonanza dei diversi stadi.

(*continua nel fascicolo n.* 25)

SIGNIFICATO ED IMPORTANZA DEL dB

Italo Felluga

Nella tecnica delle comunicazioni elettriche, il *guadagno* e *l'attenuazione* sono usualmente espressi in *deci-Bel* (simbolo *dB*), anzichè con il rapporto fra le grandezze elettriche omogenee esistenti all'uscita e all'entrata dell'apparecchiatura o della disposizioni circuitale. Ciò è fatto per seguire il comportamento fisiologico dell'orecchio nel quale, cioè, le sensazioni sonore sono legate alle cause che le producono da una legge di tipo logaritmico. In conseguenza, la differenza fra due sensazioni è proporzionale alla differenza delle cause espresse mediante i logaritmi (legge psicofisica di *Fechner*). La sensazione ricavata da una potenza di 10 W non è infatti 1000 volte più elevata di quella ricavata da una potenza di 0,01 W, bensì soltanto 30 volte maggiore.

Il *Bel*, di cui il *dB* è la decima parte, è definitivamente adottato come unità internazionale di trasmissione ed è appunto *un'unità logaritmica*. Il *Bel* non misura una grandezza elettrica, bensì *il rapporto fra due grandezza elettriche della stessa specie*. Il rapporto fra due potenze P2 e P1, entrambe espresse in W, vale, in *dB*

$$10 \log P2/P1 \qquad (1)$$

Il numero di *dB* di un rapporto fra due potenze è cioè calcolato dal logaritmo (volgare o di *Briggs*) del rapporto stesso, moltiplicato per 10.

Si ricorda in proposito che il logaritmo di un numero è l'esponente con il quale si deve innalzare la base (tale base è 10 nei logaritmi volgari), per ottenere il numero stesso. Così, per esempio, il logaritmo di 1000 è 3, per cui si usa scrivere log 1000 = 3. Infatti, se si innalza la base 10 alla terza potenza (10^3) si ottiene 1000.

Nell'espressione di calcolo di cui sopra (1), P2 e P1 si intendono espressi entrambi o con l'unità di misura, o con un sottomultiplo o anche con un multiplo di essa. Se P2 rappresenta la potenza ricavata dai morsetti di uscita e P1 quella ricevuta all'ingresso, si ha un *guadagno* (aumento), andando dall'ingresso all'uscita, che si esprime con +*dB* o, semplicemente con *dB*, quando risulta P2>P1. Nel caso invece che sia P2<P1, si verifica un'*attenuazione* (diminuzione) che si esprime con — *dB*.

La potenza P2 è da intendersi determinata da una tensione alternativa V2 (valore efficace), che provoca una corrente I2. Il passaggio da queste due grandezze a quelle corrispondenti del circuito d'ingresso (V1, I1), rappresenta la valutazione di un rapporto (rispettivamente di tensioni o di correnti) che si esprime ancora in *dB*. Infatti, la potenzza *P*, ricavata o ricevuta da una resistenza *R*, vale

$$I^2 . R \text{ e } V^2/R$$

per cui, sostituendo queste relazioni nella (1) si può scrivere:

a) per il *rapporto di correnti*,

$$dB = 10 \log (I2^2 R2/I2^2.R1) = 20 \log (I2\sqrt{R2}/I1\sqrt{R1}) \qquad (2):$$

b) per il *rapporto di tensioni*,

$$dB = 20 \log (V2\sqrt{R1}/V1\sqrt{R2}) \qquad (3):$$

La (2) e la (3) si distinguono della (1) per il fatto che i logaritmi dei rapporti delle grandezze elettriche, sono moltiplicati per 20 anzichè per 10. Ciò è spiegato come segue. Dalle espressioni di calcolo della potenza si rileva che essa varia con il quadrato della corrente ($P = I^2.R$) e con il quadrato della tensione ($P = V^2/R$). Occorre quindi elevare al quadrato il logaritmo del rapporto, il che è appunto fatto moltiplicando per due il logaritmo del rapporto stesso.

Le espressioni (2) e (3) valgono, rispettivamente:

a) dB = 20 I2/I1 (4)
b) dB = 20 log V2/V1 (5)

nel caso che sia R1 = R2.

Se si hanno invece all'ingresso e all'uscita due impedenze a carattere non ohmico, di diverso valore, la (4) e la (5) si scrivono:

a) dB = 20 log I2/I1 + 10 log z2/z1 + 10 log f2/f1,
b) dB = 20 log V2/V1 + 10 log z2/z1 + 10 log f2/f2,

avendo indicato con z2 e z1 le impedenze in questione e con f2 ed f1 il corrispondente fattore di potenza.

Particolarmente notevole il fatto che, esprimendo il rapporto di *P*, di *I* e di *V* in unità logaritmiche, le trasformazioni parziali (guadagni o attenuazioni), si sommano o si sottraggono anzichè moltiplicarsi o dividersi, per valutare la trasformazione dall'ingresso all'uscita. Così, per esempio, se una potenza (o una corrente, o una tensione) subisce successivamente i guadagni di 20 *dB* e 15 *dB*, il *guadagno complessivo* risulta uguale a 35 *dB*.

La portata pratica di queste nozioni è dimostrata dai due esempi numerici che seguono.

1. *Calcolare il guadagno in dB di un amplificatore che fornisce all'uscita* 15 *W* (P2), *applicando all'ingresso una potenza di* 5 *W* (P1).

Sostituendo i valori numerici nella (1), si ha:

dB = 10 log 15/5 = 10 log 3 = 10 . 0,477 = 4,77 *dB*.

2. *Calcolare l'attenuazione in dB che si verifica passando da* 15 *W* (P1) *a* 5 *W* (P2).

Dalla (1) si ha ancora:

dB = 10 log 15/5 = 10 log 0,333 = 10 (— 1 + 0,5224) = = — 4,77 *dB*.

Occorre ora osservare che *non è sufficiente esprimere il rapporto di potenze in dB* per valutare completamente il funzionamento di un'apparecchiatura. Per esempio, si considerino tre diversi amplificatori (*A*, *B*, *C*) aventi ciascuno, all'ingresso e all'uscita, una resistenza di 500 ohm. Si dimostra facilmente, applicando nell'ordine la (1), la (5) e la (4), che se essi sono fatti funzionare come segue:

amplificatore A,	P1 = 0,02 W,	P2 = 2 W
amplificatore B,	V1 = 0,01 V,	V2 = 0,1 V (= 0,2 mW)
amplificatore C,	I1 = 50 mA,	I2 = 0,5 A (= 125 W)

il guadagno calcolato, rispettivamente, in rapporto di *potenza*, di *tensione* e di *corrente*, risulta uguale, in ogni caso, a 20 *dB*, mentre è facile calcolare che la potenza di uscita dell'amplificatore B è di circa 0.02 W e che quella dell'amplificatore C risulta uguale a 125 W. Ciò dimostra la necessità di esprimere in unità logaritmiche il rapporto fra una qualsivoglia potenza P2 e una potenza fissa Po assunta come *livello di riferimento* di P2. Si può allora scrivere:

$$dB = 10 \log P2/Po.$$

Il valore di Po, al quale è dato anche il nome di *livello zero*, stabilito per convenzione, è di 1 mW (ossia 0,001 W).

Il guadagno dei tre amplificatori di cui sopra è pertanto di 33 *dB* (amplificatore *A*), di —7 *dB* (amplificatore *B*) e di 51 *dB* (amplificatore *C*). Ciò significa che l'amplificatore *B* ha una perdita di 7 *dB* rispetto al livello zero.

Per evitare un'interpretazione errata si usa scrivere, nei tre casi:

33 dB/1 mW, —7 dB/1 mW e 51 dB/1 mW.

Tali questioni sono meglio spiegate con l'esempio pratico che segue. Il livello di energia dei microfoni è normalmente compreso fra —50 *dB* e —80 *dB*. Per portare anzitutto a zero questo livello e per raggiungere, successivamente, il livello voluto, si fa uso, come è noto, di amplificatori. Se si applica, per esempio, il livello zero (0,001 W) ad un microfono il cui livello di energia sia di —60 *dB*, si può scrivere:

— 60 dB = 10 log *potenza di uscita/potenza di entrata* = 10 log Pu/0,001, per cui, eseguendo, si ottiene:

— 60/10 = log Pu/0,001, ossia:

— 6 = log Pu/0,001.

Se il logaritmo del rapporto Pu/0,001 è uguale a —6, il rapporto Pu/0,001 vale 0,000001, quindi, essendo: 0,000.001 . . 0,001 = Pu, si ha:

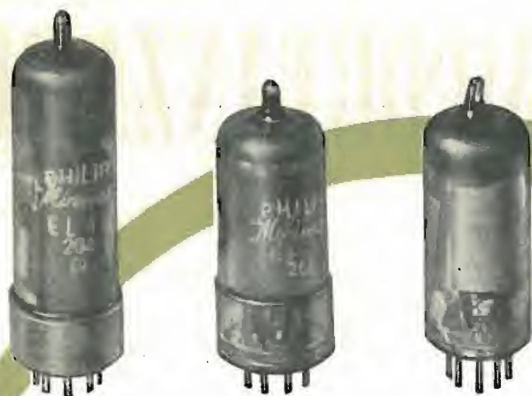
$$Pu = 1 \ \mu\mu W.$$

In tal caso il guadagno richiesto per raggiungere il livello zero, risulta:

dB = 10 log 0,001/0,000.000.001 = 10 log 1.000.000 = = 6.10 = 60 *dB*.

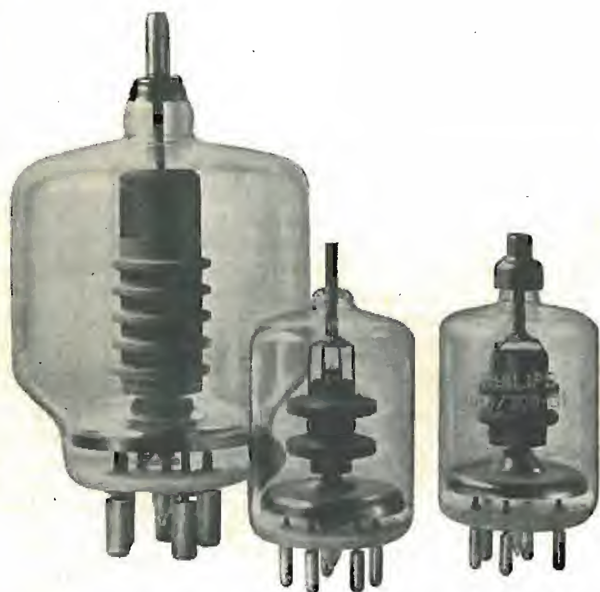
Per ottenere una potenza, per esempio, di 10 W, occorre un guadagno in *dB*, sopra lo zero, dato da:

(*continua a pag.* 775)

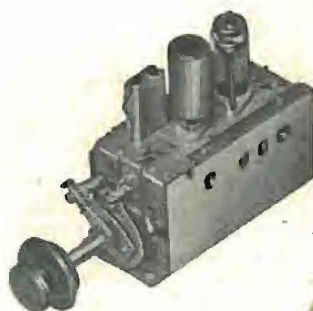


Valvole riceventi delle serie RIMLOCK, NOVAL e MINIATURA per radioricevitori normali AM/FM, a batteria e per ricevitori di TELEVISIONE.





Tubi trasmittenti per qualsiasi impiego e potenza.







Cinescopi per TELEVISIONE - Selettori di programmi a 5 canali - Filtri di media frequenza - Parti staccate di sintesi, ecc.



Cinescopi e complessi ottici
per televisori a proiezione.



1

L'IMPIEGO DEI PRODOTTI PHILIPS GARANTISCE LA SUPREMAZIA DELLE VOSTRE APPARECCHIATURE

Per raggiungere la massima perfezione nella costruzione di apparecchiature radioelettriche è indispensabile l'impiego di elementi costitutivi di alta qualità. È, inoltre, necessario disporre dei più perfezionati strumenti elettronici per la precisa e sicura valutazione delle grandezze elettriche in gioco. L'esperienza e la tecnica costruttiva PHILIPS, famose in tutto il mondo, garantiscono anche nel campo elettronico l'alta qualità dei suoi prodotti.

(1) Voltmetri e tester elettronici per alte e basse frequenze. - (2) Oscillografi portatili di dimensioni ridottissime. - (3) Generatori di mira e di segnali standard per TV. - (4) Oscillografi da laboratorio a larga banda per lo studio della tecnica degli impulsi in TV.





4

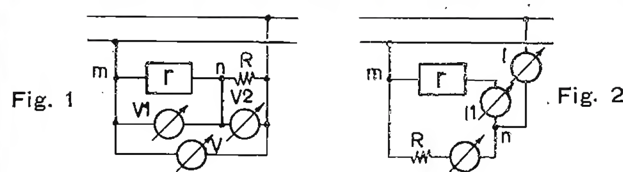


3

1. Complementi teorici e pratici di radiotecnica

Per la preparazione dei liberi professionisti e dei dirigenti tecnici dell'industria

Dopo il felice esperimento del corso teorico-pratico di radiotecnica, che si è concluso nel fascicolo N. 23, si è inteso di rendere più stretti i vincoli fra l'industria, il libero professionista e questa rivista, promuovendo lo studio dettagliato, anche se in forma riassuntiva, dei moderni ricevitori a supereterodina.



G. Termini

●

Le attività di ricerche e di realizzazioni tendenti ad estendere le applicazioni della tecnica elettronica, non devono far dimenticare l'industria dei radioricevitori. L'importanza di essa, pur attualmente notevolissima specie per l'entità degli interessi in giuoco, è destinata infatti ad aumentare man mano che il servizio di radiodiffusione si afferma sempre più come una conquista veramente insostituibile della vita moderna. Appare quindi di eccezionale interesse la trattazione che s'inizia in questo fascicolo. Essa si suddivide in **dodici capitoli** e considera nell'ordine i seguenti argomenti.

- I - **Nozioni fondamentali.**
- II - **Stadio preselettore.**
- III - **Conversione di frequenza.**
- IV - **Amplificazione della frequenza intermedia.**
- V - **Rivelazione.**
- VI - **Amplificazione ed inversione di fase della tensione a B.F.**
- VII - **Regolazione e controlli automatici.**
- VIII - **Regolazione e controlli manuali.**
- IX - **Alimentazione.**
- X - **Sviluppo dettagliato del progetto di un ricevitore a supereterodina.**
- XI - **Notizie sulla tecnica costruttiva dei ricevitori moderni e dei componenti.**
- XII - **Schede delle lavorazioni meccaniche, elettriche e di laboratorio ad uso dei liberi professionisti e dei dirigenti tecnici.**

Ciascun capitolo comprende **cinque paragrafi** ripartiti, nell'ordine, come segue:

- **§ 1 Disposizioni schematiche.**
- **§ 2 Tubi.**
- **§ 3 Calcoli.**
- **§ 4 Verifica sperimentale.**
- **§ 5 Anormalità di funzionamento.**

Si tratta quindi di un ciclo di studi d'indubbia utilità, che vuole togliere il superficialismo e l'incompletezza in materia di cui è specialmente testimone l'industria. E' infatti noto, in tale sede, che il perfezionamento e la diffusione raggiunta dalle scatole di montaggio, ha il merito di far conseguire a chiunque dei risultati positivi, ma che ha anche il difetto di non richiedere una educazione tecnica adeguata. Nè può essere taciuto il fatto che perfezionando e completando le proprie conoscenze in tal senso, si consegue anche la possibilità di poter affrontare con successo il lavoro, più impegnativo, sui televisori e sui ricevitori speciali, quali quelli per FM e quelli professionali. Merita infine rilevare che il compito dello studioso è agevolato dal carattere, essenzialmente riassuntivo, adottato per l'intera trattazione.

NOZIONI FONDAMENTALI

§ 1. Introduzione allo studio teorico-pratico dei ricevitori a supereterodina.

Si dà il nome di *supereterodina* ad un ricevitore nel quale le frequenze portanti incidenti sono trasformate in una frequenza fissa, di valore più basso, detta *frequenza intermedia*. Affinchè ciò possa avvenire si ricorre, indifferentemente, ad un processo di *modulazione* o ad un processo di *sommazione*. In ambo i casi si provvede a creare, nel ricevitore stesso, una *tensione a frequenza locale* che differisce dalla tensione a frequenza portante di un valore uguale, in più o in meno (normalmente *in più*) al valore della frequenza intermedia. Lo stadio nel quale si trasformano le frequenze portanti ricevute nella frequenza intermedia, prende il nome di *convertitore di frequenza*. Esso può essere preceduto da uno o più stadi di *amplificazione della tensione a frequenza portante* ed è ovviamente seguito da uno o più stadi di *amplificazione della tensione a frequenza intermedia*.

A questi ultimi segue il *rivelatore*; in esso si entra cioè con la tensione a frequenza intermedia, modulata in ampiezza, e si ricava, all'uscita, una *tensione a frequenza acustica*. Gli stadi che seguono al rivelatore *amplificano* pertanto tale *tensione* e provvedono a fornire al riproduttore elettroacustico (altoparlante) la *potenza* necessaria.

Si può quindi concludere che in un ricevitore a *supereterodina*, detto anche a *cambiamento di frequenza*, si deve necessariamente avere un *generatore autoeccitato*, destinato a fornire una tensione persistente a frequenza locale. Per tale fatto negli stadi di un ricevitore di questo tipo si individuano *quattro diverse frequenze*, corrispondenti cioè: 1) a quella portante ricevuta dall'antenna; 2) a quella locale; 3) a quella intermedia; 4) a quella acustica.

§ 2. Valutazione sperimentale comparativa delle condizioni di funzionamento di un ricevitore a supereterodina.

Il comportamento di un ricevitore a supereterodina è completamente valutato da una serie di *cifre* e di *diagrammi* ricavati in base a specifiche condizioni di lavoro. Si tratta pertanto di *cifre e di diagrammi comparativi* con i quali è possibile addivenire a dei confronti tra le attitudini di diversi ricevitori.

Tali valutazioni si conseguono con *tre cicli di prove*. Nel *primo ciclo* si misura la *potenza assorbita* in corrispondenza delle tensioni nominali previste per l'alimentazione del ricevitore. Il secondo ciclo interessa esclusivamente gli stadi a bassa frequenza e considera il *tracciamento delle curve di risposta*, la *misura delle distorsioni ed il funzionamento in condizioni di sovraccarico*. Con il terzo ciclo si interessano gli stadi interposti tra il rivelatore ed i morsetti di collegamento all'antenna. In tale sede si controllano cioè i *campi di funzionamento di ciascuna gamma*, si misurano la *sensibilità e la selettività* e si esamina il funzionamento della *regolazione automatica di sensibilità*.

La *potenza assorbita* da un ricevitore connesso ad una rete a corrente alternata monofase, vale $P = VI \cos \varphi$ in cui V è la tensione della rete, I la corrente assorbita e $\cos \varphi$ il coseno dell'angolo di sfasamento fra la tensione e la corrente. Per tale fatto, il prodotto della tensione per la corrente, misurate con il voltmetro e con l'amperometro, corrisponde effettivamente alla potenza assobita nel caso che sia $\varphi = 0$ (infatti in tal caso $\cos \varphi = 1$). Ciò si verifica quando il ricevitore risulta equivalente ad una resistenza ohmica il che avviene effettivamente in pratica, quando la tensione della rete non è superiore al 5% od inferiore al 10% della tensione di alimentazione predisposta.

Per conoscere se ed in quale misura il ricevitore introduce uno sfasamento fra la tensione e la corrente assorbita, si ricorre al *metodo dei tre voltmetri* (fig. 1) in cui si connette in serie al ricevitore una resistenza ohmica R di valore noto.

In tal modo, nel circuito *m-n*, si ha:

$$\cos \varphi = (V^2 - V_1^2 - V_2^2)/(2V_1 \cdot V_2)$$

e risulta

$$P = (1/2\ R)\ (V^2 - V_1^2 - V_2^2),$$

avendo indicato con V, V_1 e V_2 i valori letti (*contemporaneamente*) sui tre strumenti.

Formalmente analoghe sono le espressioni di calcolo che si ottengono adoperando tre amperometri anzichè tre voltmetri (fig. 2). Risulta infatti:

$$\cos \varphi = (I^2 - I_1^2 - I_2^2)/(2I_1 \cdot I_2) \text{ e}$$
$$P = (R/2)\ (I^2 - I_1^2 - I_2^2).$$

Per le prove sugli stadi a bassa frequenza (*secondo ciclo*) è necessario conoscere anzitutto l'impedenza della bobina mobile alla frequenza prescritta dalle norme, cioè a 400 c/s. A tale

scopo la tensione fornita da un generatore di segnali a B.F. è applicata per tramite di un traslatore di adattamento nel circuito della bobina mobile. *Il rapporto fra la tensione che si stabilisce ai capi della bobina mobile* (misurata con un voltmetro a tubo) *e la corrente* (misurata con una termocoppia) *dà il valore dell'impedenza ricercato, purchè sia controllato, con un oscillografo a raggi catodici, che la tensione e la corrente seguano un'andamento sinusoidale e pertanto corrispondente a quello rilevato all'uscita del generatore.*

Ciò fatto si determina anzitutto la *sensibilità di potenza* (*Sp*) degli stadi a bassa frequenza; essa è *numericamente uguale al rapporto fra la radice quadrata della potenza* (*P*) *di 50 mW e la tensione corrispondente* (*Ve*) *applicata all'ingresso dell'intera catena di stadi.* Si ha pertanto:

$$Sp = \sqrt{P}/Ve \ (W/V).$$

Essendo però $P = V^2/Z$, si può scrivere $0{,}05 = V^2/Z$ e quindi, la tensione *V* ai capi della bobina mobile corrispondente ad una potenza di 50 mW (0,05 W), vale $V = \sqrt{0{,}05 \, . \, Z}$, essendo Z l'impedenza della bobina mobile.

Per esempio se è Z = 3 ohm, la potenza assorbita dalla bobina mobile corrisponde a 50 mW, quando la tensione ai suoi capi è

$$V = \sqrt{0{,}05 \, . \, 3} = \sqrt{0{,}15} = 0{,}388 \ V.$$

Pertanto, se per avere tale tensione occorre applicare all'ingresso degli stadi a bassa frequenza una tensione di 37 mV (0,037 V), *la sensibilità di potenza a* 400 *c/s* di essi, risulta essere:

$$Sp = \sqrt{0{,}05}/0{,}037 = 0{,}224/0{,}037 = 6 \ \textit{circa}.$$

Particolare interesse merita il fatto, invero ovvio, che la potenza di uscita vale $P = (Sp \, . \, Ve)^2$. Per esempio, per $Sp = 6$, $Ve = 0{,}37$ V, si ha:

$$P = (6 \, . \, 0{,}037)^2 = 0{,}222^2 = 0{,}05 \ W.$$

Segue quindi la misura della *potenza di saturazione, Ps*, corrispondente al funzionamento in condizioni di sovraccarico, in cui cioè la potenza di uscita permane su di un valore massimo costante che non è modificato da ulteriori incrementi della tensione eccitatrice.

Anche per tale prova si misura in pratica la corrispondente tensione di saturazione *Vs* che si ha ai capi della bobina mobile. Poichè l'impedenza Z di essa è nota, si ha facilmente:

$$Ps = Vs^2/Z.$$

Il comportamento degli stadi a bassa frequenza è messo particolarmente in mostra dalla cosidetta *curva di risposta o di responso.* A tale scopo ci si serve di una carta semilogaritmica in cui cioè le ascisse misurano in scala logaritmica la frequenza della tensione eccitatrice, mentre sulle ordinate si riportano *i db* di attenuazione o di guadagno fra la tensione misurata ai capi della bobina mobile corrispondente alla frequenza di 400 c/s (P = 50 mW) e la tensione corrispondente alla frequenza della tensione eccitatrice (fig. 3).

Il numero dei *db* è pertanto calcolato dall'espressione:

$$db = 20 \log_{10} (V/V^1),$$

per cui, se è:

$$V = 0{,}388 \ V \ e \ V^1 = 0{,}194 \ V,$$

si ha:

$$db = 20 \log_{10} (0{,}388/0{,}194) = 20 \log_{10} 2 = 6.$$

Nè con ciò può ritenersi concluso il ciclo delle prove sugli stadi a bassa frequenza. E interessante anche conoscere il rapporto fra la *massima potenza corrispondente al funzionamento in condizioni di linearità, Pe,* (limite di linearità) e la *potenza di saturazione Ps.* Il rapporto è espresso normalmente in *percento* e rappresenta una cifra particolarmente significativa che decresce con il peggiorare delle caratteristihe di funzionamento degli stadi. In fine occorre por mente anche alle *curve delle distorsioni armoniche per diversi valori della potenza di uscita.* Si fa uso in tal caso di un *distorsiometro* che consente di conoscere il contenuto, in *percento*, delle diverse armoniche (generalmente non oltre la 5ª) che si hanno con una determinata potenza di uscita della fondamentale per diversi valori di frequenza della tensione d'ingresso. Di ciò è dato un esempio nel grafico della fig. 5.

Nel terzo ciclo di prove si esamina, come si è detto, il funzionamento degli stadi che si comprendono fra il rivelatore e i morsetti di collegamento alla antenna. E' però opportuno precisare, a scanso di equivoci, che in tali prove si interessano anche gli stadi a bassa frequenza e che pertanto i morsetti di uscita sono rappresentati ancora dalla bobina mobile dell'altoparlante.

Per questo ciclo di prove si fa uso di un generatore di segnali campione in grado di fornire una tensione a frequenza portante (da 100 Kc/s a 30 Mc/s) compresa con continuità fra 1 micro-V ed 1 V, modulata in ampiezza con il 30% di profondità da una tensione a 400 c/s. Occorre ora avvertire che per ottenere di corrispondere alle condizioni reali di funzionamento, si richiede di interporre fra il generatore di segnali e i morsetti d'ingresso (morsetti antenna-terra) del ricevitore, un *circuito artificiale a costanti concentrate mediamente equivalenti alle costanti distribuite che si hanno in un'antenna ricevente.* Ciò è fatto con la disposizione riportata nella fig 4 ed ha lo scopo di introdurre durante le prove nel circuito d'ingresso del ricevitore gli stessi elementi elettrici che si vengono ad avere connettendo il ricevitore all'antenna. Si determinano quindi anzitutto i *campi di funzionamento di ciascuna gamma.* Si annulla pertanto il funzionamento del C.A.S. e si tracciano *le curve di sensibilità* del ricevitore riportando in carta semilogaritmica il valore della tensione che occorre applicare all'ingresso (morsetti antenna-terra) per avere all'uscita la tensione corrispondente ad una potenza di 50 mW. L'esattezza di tali dati è legata, come è ovvio, a due condizioni. Occorre anzitutto che l'intensità della corrente di alimentazione sia mantenuta costante durante l'esecuzione delle prove ed è parimenti necessario poter conoscere esattamente il valore della tensione fornita dal generatore o, quantomeno, che sia costante il rapporto fra tale tensione ed il valore di riferimento per esempio di 1 micro-V.

L'intera serie di curve tracciate in tal modo per i diversi campi di funzionamento, non è però sufficiente a valutare quantitativamente il funzionamento del ricevitore.

Fig. 3

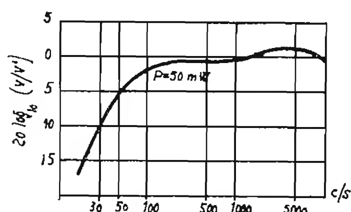
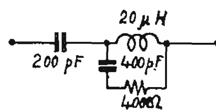


Fig. 4



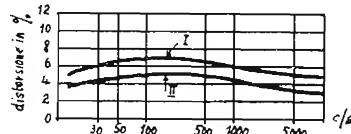


Fig. 5

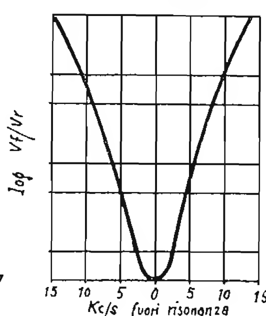


Fig. 6

Ciò perchè *nell'importo della tensione ricavata all'uscita si comprende inevitabilmente una frazione non determinata dalla tensione d'ingresso bensì del funzionamento dei tubi e dalla agitazione spontanea della materia nei circuiti ad A.F.* Occorre cioè considerare che all'uscita del ricevitore si ha una tensione di disturbo, determinante quello che è detto *rumore di fondo o fruscio del ricevitore.* E' quindi evidente che una valutazione in *micro-V d'ingresso*, non ha senso, anche se riferita ad una potenza di uscita di 50 mW, se non è precisato *il valore del rapporto segnale-disturbo.* Si dimostrerà in seguito che la tensione-rumore che si ha all'uscita del ricevitore è proporzionale alla radice quadrata della larghezza complessiva della banda passante, ivi pertanto compresa anche quella degli stadi a bassa frequenza. Per ora è sufficiente considerare che di essa si tiene conto misurando la tensione che si ha all'uscita con e senza modulazione della portante. Il rapporto fra questi due valori ha un'importanza essenziale per conoscere il comportamento del ricevitore. La tensione non modulata, applicata all'ingresso, è detta *tensione equivalente al rumore.* In pratica essa si aggira intorno ad 1 micro-V per i ricevitori domestici ed è compresa fra 0,1 micro-V e 0,2 micro-V per quelli installati a bordo degli autoveicoli. Da ciò, sia detto incidentalmente, le differenti cifre di sensibilità che si ottengono nei due casi. E' infatti ovvio che il valore della tensione-rumore rappresenta una limitazione nel valore della tensione- segnale che può essere ricevuta in quanto è appunto al valore del rapporto segnale-rumore che si commisura l'intellegibilità della riproduzione.

Si dirà di tale prova nel fascicolo N. 25. In tale sede si concluderà il primo capitolo dedicato alle nozioni fondamentali a si inizierà il secondo, relativo alla stadio preselettore, seguendo gli argomenti precisati nell'indice tematico.

Radiotelefono per 228 Mc/s a tre tubi

M. Vasari

Il problema delle radiocomunicazioni con onde metriche, ormai risolto innumerevoli volte dalla tecnica moderna, assume degli aspetti diversi a seconda delle caratteristiche d'impiego e costruttive prescelte. Nel caso di cui ci si occupa i tubi scelti conducono alla disposizione riportata a fig. 1.

Il ricevitore comprende un rivelatore a superreazione (T1), seguito da due stadi in B.F. (T2) dai quali si ricava anche la modulante. Il trasmettitore è pertanto costituito dal tubo T2, e dai tubi T3 e T4 funzionanti in regime di autoeccitazione.

I circuiti oscillanti sono del tipo a *linee accordate* (fili di Lecher). Occorre in proposito ricordare che i circuiti a costanti concentrate, nei quali cioè si separano il campo elettrico (condensatore) da quello magnetico (induttore), non sono convenienti alle iperfrequenze per i valori, non più trascurabili, delle capacità e delle induttanze proprie e mutue dei conduttori costituenti le costanti concentrate stesse. Nè può trascurarsi l'aumentato valore della resistenza *R* (e quindi del coefficiente di dissipazione $\alpha = R/L.v$, essendo *v* la velocità di propagazione lungo i fili) conseguente alla ripartizione superficiale della corrente alternativa nonchè al fenomeno di irradiazione di onde elettromagnetiche. Per tali fatti i valori del coefficiente di merito *Q* e dell'impedenza Z di un circuito a costanti concentrate sono largamente inferiori a quelli che si possono avere con una linea a fili paralleli o a tubi coassiali, ammesso, beninteso, che si possa raggiungere con essi la frequenza di funzionamento richiesta. In particolare, l'induttanza distribuita di un conduttore, anche se rettilineo, cresce col crescere della frequenza e raggiunge, alle iperfrequenze, dei valori sufficienti a costituire un circuito oscillatorio. Nè può dimenticarsi il fatto che, molto spesso, e la cosa si verifica anche con i tubi CV6, la capacità e l'induttanza degli elettrodi possono rappresentare un'estensione delle costanti distribuite, per cui esse risultano meno nocive: per tale fatto si ottiene quindi anche di aumentare la frequenza di funzionamento del tubo. Infine le dimensioni delle linee o dei cavi coassiali sono costruttivamente accettabili almeno fino a frequenze non superiori a 600 Mc/s (λ = 50 cm.). Oltre tale valore il diametro deve essere aumentato per far fronte all'aumentata importanza dell'addensamento superficiale della corrente. Seguono a ciò delle dimensioni praticamente inaccettabili.

Nel radiotelefono che si presenta, il circuito oscillante del ricevitore è realizzato, come si è detto, con una linea in quarto d'onda. La disposizione si identifica con quella del *generatore del Colpitt* (accoppiamento con ripartitore capacitivo).

In effetti, come si dimostrerà tra non molto, il tubo T1 rappresenta un generatore autoeccitato il cui funzionamento è interrotto nel tempo con frequenza ultrasonica e pertanto inudibile, dalla costante di tempo del condensatore 4 e del resistore *Rg* connessi in serie alla griglia del tubo.

Avviene infatti che il periodo di scarica del condensatore 4 è molto più lungo del periodo della tensione eccitatrice. La carica accumulata dal condensatore per effetto della corrente di griglia aumenta quindi col susseguirsi delle semisinusoidi positive della tensione eccitatrice, per cui, elevandosi la tensione, (negativa andando dalla griglia al catodo) ai capi di esso, cessa il funzionamento del tubo in regime generatorico. Per comprendere in quale modo il tubo possa costituire un generatore del tipo *Colpitt*, a prescindere, beninteso, dall'effetto del gruppo di spegnimento (condensatore 4, resistore *Rg*), occorre dimostrare che la tensione alternativa placca-catodo è di fase opposta a quella griglia-catodo.

A tale scopo è necessario considerare le tre capacità interelettrodiche, quelle cioè: tra placca e griglia (Cp-g), tra griglia a catodo (Cg-k), e tra placca e catodo (Cp-k). La Cp-g è in parallelo alla linea risonante e concorre a determinare la frequenza di accordo.

La Cg-k e la Cp-k costituiscono invece un ripartitore capacitivo della tensione alternativa. Ciò è dimostrato dallo schema equivalente riportato nella fig. 1b) in cui la linea è stata sostituita da una reattanza induttiva. La disposizione è allora esattamente quella del Colpitt e dimostra che la tensione eccitatrice si ha ai capi della Cg-k e che essa risulta di fase opposta alla tensione che si stabilisce ai capi della Cp-k.

Il regime di autoeccitazione è però interrotto, come si è detto, con frequenza ultra-acustica. La resistenza della linea, in cui è introdotta la tensione del segnale, passa quindi periodicamente da un *valore negativo* (tubo in *regime generatorico*) ad un *valore positivo* (tubo in *fase di spegnimento*). Si consegue pertanto un accrescimento del segnale (*R* negativa) ed uno smorzamento (*R* positiva) che altera la successione dei valori istantanei di ampiezza senza però modificare l'inviluppo dell'onda portante.

I treni di oscillazione che si ottengono col funzionamento in superreazione si susseguono ordinatamente a frequenza ultrasonica quando è presente la tensione del segnale e sono pertanto inudibili. Ciò avviene perchè è la tensione del segnale stesso che determina il regime di carica e di scarica del condensatore 4 e del resistore *Rg*.

Se tale tensione è invece nulla le fasi di autoeccitazione e di spegnimento avvengono irregolarmente in quanto risultano in gran parte determinate da fatti elettronici accidentali quali l'irregolarità dell'emissione elettronica, lo spostamento dei centri di emissione, ecc. Il rumore che si avverte quando manca l'onda è quindi una conseguenza di tale irregolarità e cessa (*effetto di silenziamento*) quando l'onda portante stessa è ricevuta. Per quanto riguarda il modo con cui si ricava la modulante dal tubo T1, si fa osservare che la tensione ai capi del condensatore 4, anche se modulata a frequenza ultrasonica,

T1, T3, T4 - CV6; **T2** - ECL80; **T5** - AZ41.
1, 6, 31 - 1500 pF, mica; **2, 3** - 10 pF **per sezione; 4** - 50 pF; **5, 29, 30** - 500 pF; **Rg** - 5 ÷ 10 M-ohm (da determinare sperimentalmente); **6** - trasformatore B.F., rapporto 1 : 2 andando dal tubo **T1** al tubo **T2; 7, 22, 14** - 10.000 pF; **8** - capsula piezoelettrica; **9** - 5 M-ohm, ¼ W; **10, 12** - 0,1 micro-F; **13** - 0,5 M-ohm; **15** - 0,1 M-ohm, ½ W; **16, 18** - 32 micro-F, 350 V; **17** - 100 ohm, ½ W; **19** - 10 H, 80 mA, 350 ohm; **20** - 3000 pF; **21** - rapporto 1 : 1; **23** - auricolare telefonico; **24:** a - 6,3 V, 3 A; **b:** 320 + 320 V, 80 mA; **25, 27, 28** - 10 spire, filo 0,30 mm, diametro del supporto **(frequenza)** di 6 mm.

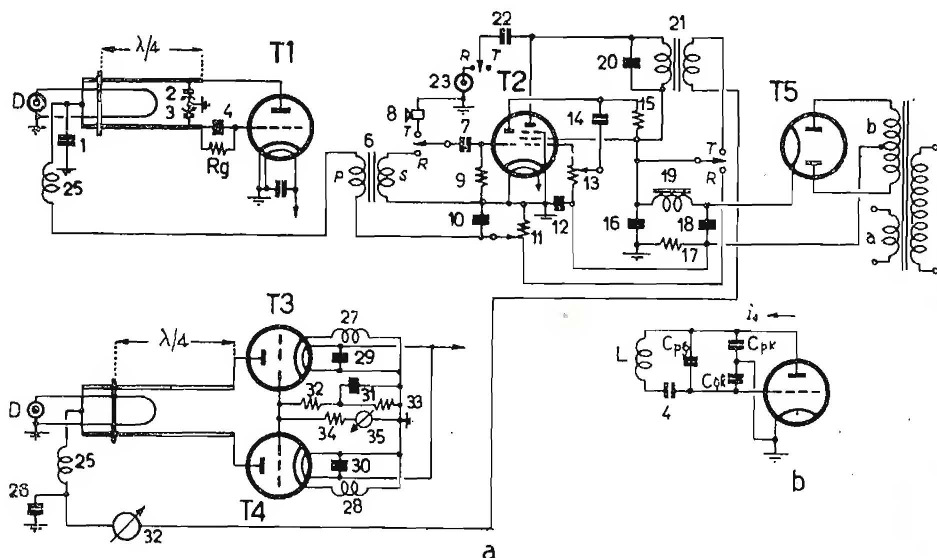


Fig. 1

segue l'inviluppo dell'onda di trasmissione e che pertanto tra griglia e catodo coesiste anche una tensione a B.F. Da qui una componente a B.F. nel circuito anodico .

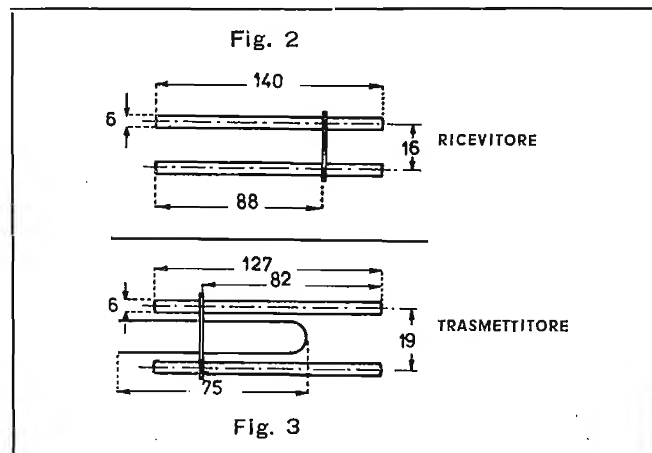
Il tubo T2, che segue il tubo T1, è adoperato per amplificare con due stadi la tensione a B.F. ottenuta dal tubo T1 e quella fornita dal microfono 8. Cioè spiega lo scopo delle commutazioni che interessano :

1) il circuito di griglia del triodo T2;

2) il circuito di alimentazione dell'anodo del tubo T1 e degli anodi dei tubi T3, T4;

3) il carico del pentodo T3.

Per quanto riguarda il generatore del trasmettitore si osserva subito che esso è realizzato con i tubi T3 e T4 e che il circuito di carico è rappresentato da una linea in quarto d'onda, collegata ad un estremo agli anodi e chiusa, all'altro estremo, da un ponticello di corto circuito.



Questo ponticello sostituisce il condensatore, di reattanza trascurabile, con cui spesso si chiude la linea. Modificando la posizione del ponticello sui fili si fa variare la frequenza d'accordo ma occorre avvertire che essa è alquanto diversa da quella di risonanza della linea in quanto a stabilire la frequenza di cui sopra concorre anche la differenza di fase fra le tensioni e le correnti anodiche dei tubi. Il funzionamento in regime generatorico avviene ancora per tramite della capacità interelettrodica.

In questo stadio si devono notare anche le due impedenze di arresto 27 e 28 connesse in serie ai catodi. Ciò è fatto per impedire la formazione di un potenziale ad alta frequenza nel circuito del catodo.

Nè è da credere che tale potenziale possa evitarsi connettendo il catodo a massa in quanto la *reattanza dei terminali del catodo non è più trascurabile alle iperfrequenze*. Particolare rilievo merita anche il fatto che la *simmetria dello schema elettrico* dev'essere adottata nella realizzazione pratica. Eccessive asimmetrie, specie se verso massa, conducono ad un funzionamento anormale e peggiorano il rendimento dello stadio.

COSTRUZIONE

La costruzione di apparati atti a funzionare alle iperfrequenze, si distingue da quella normalmente seguita per la necessità di ridurre al minimo le perdite che si verificano negli isolanti e nei conduttori. Occorre pertanto adoperare, tra i primi, quelli aventi un angolo di perdita ed una costante dielettrica particolarmente minima, quali, per esempio, la *frequenta*, *la mica* ed il *trolitul*. E' inoltre necessario che le dimensioni degli isolanti siano ridotte al minimo indispensabile e che essi siano sottratti quanto più possibile dai campi elettrici, specie da quelli più importanti.

Per i conduttori già si è detto, trattando delle linee, che essi presentano, alle iperfrequenze, *resistenza, induttanza e capacità distribuite* di valore anche cospicuo. Occorre pertanto che le connessioni nei circuiti ad A.F. siano realizzate per tramite degli elementi elettrici stessi. Per esempio, l'estremo terminale della linea in quarto d'onda del generatore di trasmissione, dev' essere saldato direttamente sui terminali (*clips*) degli anodi dei tubi CV6.

Infine, per la messa a punto del trasmettitore, si osserva la necessità di conoscere l'intensità della corrente nei circuiti di griglia e in quelli di placca dei tubi T3 e T4. Se si realizza l'alimentazione nel modo precisato dallo schema, la corrente di griglia è di 3,8 mA quando si toglie l'antenna ed è uguale a circa 2 mA quando si connette il dipolo. In tal caso nel circuito di alimentazione degli anodi si ha una corrente di 32 m A. E' importante tener presente che la *corrente di griglia diminuisce col crescere dell'accoppiamento fra il circuito di alimentazione dell'antenna e la linea*. Inoltre, *nelle condizioni di accoppiamento ottimo, l'intensità della corrente di griglia può essere diminuita aumentando la reattanza induttiva delle impedenze di arresto in serie ai catodi.*

Inutile dire che per conoscere la frequenza di funzionamento, si deve ricorrere ad un ondametro ad assorbimento o ad un ondametro ad eterodina. Nel primo caso la frequenza di funzionamento corrisponde alla massima deviazione dello strumento o alla massima incandescenza della lampadina. Nel secondo caso si deve ricercare il battimento zero fra l'oscillazione di frequenza nota dell'eterodina e quella dei tubi T3 e T4. Particolare menzione merita anche l'importo della modulante ricavata dal tubo T2. Affinchè le variazioni inevitabili di frequenza (*modulazione di frequenza*), siano contenute in limiti ristretti, *la potenza della modulante, non deve superare il 40 per cento della potenza spesa per l'alimentazione degli anodi T3 e T4.* Pertanto, avendosi una potenza di alimentazione di 9,6 W (300 V × 0,032 A) occorre una potenza modulante non superiore a 3,8 W quale appunto può essere agevolmente ricavata dal pentodo del tubo T2. Circa invece la messa a punto del ricevitore, si avverte che, oltre ad accordare il circuito oscillante sulla frequenza di lavoro del trasmettitore (il che è fatto mediante il condensatore 2-3), occorre stabilire sperimentalmente l'accoppiamento migliore fra la linea di collegamento al dipolo e quella connessa al tubo. L'accoppiamento non può essere troppo lasco per non diminuire eccessivamente la tensione introdotta dall'antenna. Se però esso è eccessivamente stretto cessa il funzionamento in superreazione. Occorre pertanto fare in modo che tale funzionamento possa avvenire regolando il potenziometro 11. Il funzionamento in superreazione è dimostrato dalla presenza di un rumore di rilevante intensità che cessa, come si è detto, quando si riceve l'onda portante del trasmettitore.

Per ultimo si precisa che ambedue le antenne s'intendono del tipo a dipolo di lunghezza *L* uguale all'incirca (1) a $\lambda / 2$.

La potenza irradiata *P*, è in tal caso uguale a $73{,}2 . I^2$.eff. Un dipolo di questo tipo ha pertanto una resistenza di radiazione $P/I^2 = 73{,}2$ ohm, per cui la linea interposta fra ciascun dipolo ed i due apparati, deve essere realizzata con cavo coassiale o con linea bifilare aventi un'impedenza caratteristica di 72 ohm.

---

(1)*In effetti fra la lunghezza d'onda* λ *e la lunghezza l del conduttore sussiste il legame* $\lambda = 2l\,(1+\xi)$, *in cui* ξ *è un fattore di correzione, che dipende dalla distanza effettiva fra due nodi di corrente. Affinchè sia* $\lambda = 2l$ *occorre infatti che tale distanza sia uguale a* $\lambda/2$, *il che può avvenire solo nell'ipotesi che la lunghezza del conduttore sia infinita.*

APPENDICE

Gli sviluppi analitici nel campo delle iperfrequenze sono grandemente ostacolati dall'impossibilità di valutare preventivamente le diverse grandezze in giuoco. Per tale fatto nella ricerca delle espressioni di calcoli si è costretti a fare delle ipotesi che conducono, molto spesso, ad imprecisioni non accettabili. Si riportano quindi le sole espressioni effettivamente utilizzabili in pratica.

A. Linea bifilare di collegamento al dipolo.

1. $Z = 276 \log_{10} d/r$ (ohm).

B. Coppia di conduttori coassiali isolati.

2. $Z = 138 \log_{10} (R/r)$ (ohm).

C. Induttanza L e capacità C di una linea in quarto d'onda chiusa ad un estremo e connessa ai tubi con l'altro estremo.

3. $L = 18{,}5\,\lambda \log_{10} (d/r) . 10^{-3}$ (micro-H).

4. $C = 1{,}5\ [\lambda / \log_{10} (d/r)]$ (pF).

D. Frequenza di risonanza (valore approssimato) di una linea in quarto d'onda di lunghezza L, chiusa ad un estremo ed alimentata dall'altro estremo.

5. $f = 1/4\,l \sqrt{Lo.Co}$.

in cui *Lo* e *Co* rappresentano, rispettivamente, l'induttanza e la capacità per unità di lunghezza.

Oltre allo schema elettrico del radiotelefono, si sono precisate le dimensioni geometriche dei fili di Lecher. Se si modifica il rapporto d/r (distanza dei fili/raggio di ciascun conduttore) si varia anche la frequenza di funzionamento, in quanto, come dimostrano la (3) e la (4), si modificano in tal caso la C e la L della linea stessa. Oltre a ciò si deve tener presente che i migliori risultati si ottengono quando il rapporto d/r è compreso fra 4 e 5,5.

frequenze acustiche più elevate e, pertanto, la tensione di controreazione diminuisce col crescere della frequenza. Altrettanto avviene per le frequenze più basse in quanto, in tale caso, la reattanza del condensatore 22 è sufficientemente elevata per escludere l'effetto di corto circuito del resistore 21.

Occorre ora avvertire che con una disposizione del genere si migliora effettivamente la linearità della curva di responso, ma che si va anche incontro facilmente ad un inconveniente. In conseguenza al fatto che i resistori 5 e 6 non risultano cortocircuitati da un condensatore di reattanza trascurabile per le frequenze più basse la tensione a frequenza della rete introdotta per via elettrostatica dal riscaldatore al catodo può risultare importante e provocare quindi un ronzio non conveniente. A ciò può però avviarsi in vari modi per esempio provvedendo il riscaldatore stesso di un centro elettrico connesso a massa.

576 Semplice ricercatore di segnali a due tubi per R.F. e per B.F.

Sig. F. Izzo, Bari.

Lo schema del ricercatore di segnali è riportato nella fig. 187. Si comprende in esso un amplificatore di potenza (T2) preceduto da una coppia di stadi amplificatori a resistenza-capacità (T1). Nella testa esploratrice per le tensioni ad A. F. si comprende un diodo di germanio (2). La testa esploratrice per B.F. è invece rappresentata semplicemente da un cavo coassiale. Si osserva inoltre che le griglie dei due triodi T1 e T2 sono polarizzate per tramite dei resistori 6 e 7 in quanto essi provvedono a disperdere una parte delle cariche elettriche negative accumulate dei condensatori 5 e 8. L'alimentazione degli anodi e delle griglie schermo dei tubi T1 e T2 è affidata ad un bidiodo AZ41 il cui filamento s'intende collegato al + A. T. dello schema. Il trasformatore di alimentazione deve fornire agli anodi del bidiodo una tensione compresa fra 230 V e 250 V.

577 Causa determinante l'innesco di uno stadio per la frequenza intermedia realizzato con l'eptodo del tubo ECH4.

Sig. N. F., Cagliari.

Non ritengo necessario nè utile sostituire al tubo ECH4 un tubo EF9. Invero, così facendo, occorre anche un altro tubo per amplificare la tensione a frequenza acustica ricavata dal diodo del tubo EBL1. La disposizione adottata dal costruttore è conosciuta ed è giustificata dai dati caratteristici stessi dell'eptodo che ha una pendenza di 2,2 m A/V ed una resistenza interna di 0,9 M-ohm. Il costruttore stesso del tubo ha previsto tale impiego provvedendo a separare le due sezioni.

Che l'innesco lamentato sia però sicuramente da imputare a questo stadio è dimostrato dal ronzio che si ottiene toccando il bulbo del tubo. Occorre infatti tener presente che lo strato di vernice rossa depositato sul bulbo è conduttore e che, essendo normalmente connesso al reoforo del catodo, esso serve a schermare la struttura elettrodica. Pertanto, nel tubo in questione questa connessione è sicuramente interrotta, il che spiega appunto l'innesco e la produzione del ronzio.

All'atto pratico, oltre a cercare di ristabilire il collegamento di cui sopra, può servire un semplice schermo esterno.

578 A proposito delle applicazioni pratiche di un convertitore di frequenza tipo tropadina.

Sig. S. Fortis, Cipro.

E' dato il nome di *tropadina* ad una disposizione con la quale la tensione a frequenza portante, che risulta in serie a quella locale, è applicata alla griglia di comando di un tubo funzionante in regime di rivelazione. Ciò avviene, per esempio, con lo schema della fig. 188, il cui circuito oscillatorio L1, C1 è destinato a creare la tensione a frequenza locale, mentre il circuito L2, C2 è accordato sulla frequenza portante.

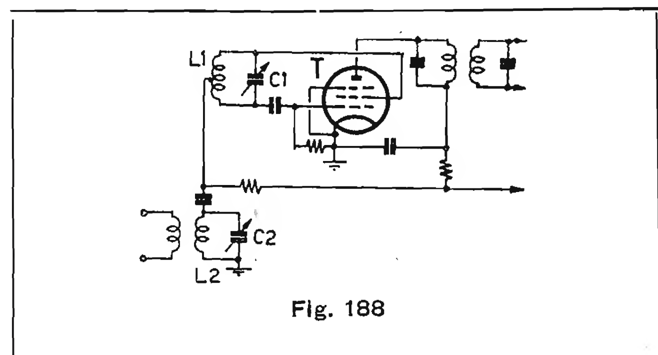


Fig. 188

Il regime generatorico del tubo è spiegato dalla presenza di un triodo fittizio avente per anodo la griglia schermo.

Uno stadio di questo tipo ha una *pendenza di conversione* estremamente elevata (3 mA/V). Si hanno però, per contro, non pochi svantaggi, quali:

— *l'irradiamento della frequenza locale*, nel caso che manchi lo stadio preselettore;

— *l'effetto di trascinamento* tra i due circuiti oscillanti, per ovviare al quale occorre ricercare, per tentativi, il punto intermedio di L1;

— *le distorsioni*, invero importanti.

Per quest'ultimo fatto uno stadio di questo tipo non è più adoperato per ricevere le trasmissioni modulate in ampiezza. Può invece servire ottimamente per quelle modulate in frequenza, purchè s'interponga tra esso e l'antenna uno stadio preselettore.

579 Tubi PHILIPS per TV.

Sig. A. Garolfi, Milano.

Le caratteristiche tecniche e d'impiego dell'intera serie di tubi per TV. costruiti dalla « *Philips* » saranno riportate nel fascicolo n. 25.

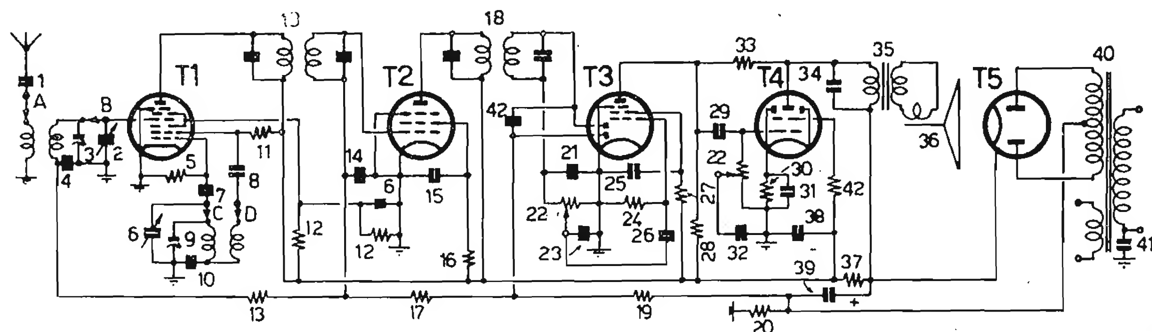


Fig. 18[illegible]

Fig. 1[illegible] **T1** - 6A8; **T2** - 6NK7; **T3** - 6B8; **T4** - 6V6; **T5** - 6X5.
1 - 2000 pF; **2, 6** - 2 x 440 pF; **3, 9** - 5 ÷ 30 pF; **4, 6, 15** - 50.000 pF; **5** - K-ohm, 1/4 W; **7** - 100 pF; **8** - 500 pF; **10** - padding; **11** - 15 K-ohm, 1/2 W; **12** - tra la griglia schermo del tubo T1 ed il + A.T.: 15 K-ohm, 1/4 W; **12** - tra la griglia schermo del tubo T1 e la massa: 30 K-ohm, 1/2 W; **13, 19** - 1 M-ohm, 1/4 W; **16** - 50 K-ohm, 1/2 W; **18** - trasformatori per 467 Kc/s; **20** - 40 ohm, 1/2 W; **21** - 150 pF; **22** - 0,5 M-ohm; **23** - 25 pF; **24** - 10 M-ohm, 1/4 W; **25** - 50.000 pF; **26** - 5000 pF; **27** - 1 M-ohm, 1/2 W; **28** - 0,2 M-ohm, 1/2 W; **29** - 20.000 pF; **30** - 250 ohm, 1 W; **31** - 25 micro-F, 30 V; **32** - 2000 pF; **33** - 1,5 M-ohm, 1/4 W; **34** - 5000 pF; **35** - impedenza primaria 4 K-ohm; **36** - altoparlante magnetodinamico per 4 W; **37** - 2,5 K-ohm, 2 W; **38, 39** - 50 microF, 350 V; **40** - A.T.: 280 + 280 V, 75 mA; 6,3 V, 3 A; 41 - 10.000 pF.

Autorizz. Trib. di Milano N. 2072 ● Direttore Responsabile: GIUSEPPE TERMINI ● Arti Grafiche A. Gorlini - Milano

di escludere i fischi d'interferenza tra le bande laterali di due stazioni adiacenti.

In secondo luogo si consideri il fatto che, in un solo ambiente, si vengono ad avere ben due oscillatori, quello locale del ricevitore e quello dell'apparecchiatura per l'accordo a distanza. Le interferenze che ne conseguono fra le armoniche, per molte ragioni inevitabili, sono presumibilmente sufficienti a non fare accettare in pratica questa soluzione.

Risponde il Sig. D. Todeschini di Genova.

Ho esaminato la soluzione proposta dall'abbonato numero 3074 e le riserve esposte dal Sig. C. Romeo di Torino. Non ritengo però esatto quanto afferma quest'ultimo e solo considero giusta l'osservazione sugli inconvenienti che possono aversi per le interferenze fra le armoniche e, direi anche, fra queste e le fondamentali.

E' però facile superare questo ostacolo effettuando la trasmissione, per così dire locale, con una frequenza portante molto elevata. per esempio, dell'ordine dei 23 Mc/s (λ = 13 m), solitamente compresa nei ricevitori domestici anche se in pratica difficilmente adoperata.

Per quanto riguarda invece le cifre di sensibilità e di selettività, invero modeste (relativamente però) per il solo stadio a reazione, il Sig. C. Romeo dimentica che nel computo di queste cifre bisogna comprendere anche quelle del ricevitore e che pertanto, nel funzionamento dell'insieme occorre considerare un circuito selettore in più (quello dello stadio a reazione) per cui, in definitiva, la sensibilità e la selettività devono risultare superiori a quelle del solo ricevitore. In conclusione, considero invece la soluzione attuabile.

Replica il Sig. C. Romeo di Torino.

Non condivido affatto una parte delle osservazioni esposte dal Sig. D. Todeschini. Egli afferma che l'inconveniente delle interferenze fra le armoniche cessa ritrasmettendo con una frequenza portante molto elevata. Invero, su quale frequenza va allora accordato il ricevitore? Evidentemente entro una gamma in cui sia compresa la frequenza di ritrasmissione, per cui anche l'oscillatore locale del ricevitore viene a funzionare su una frequenza molto elevata. E' vero infatti che la seconda armonica di 23 Mc/s è uguale a 46 Mc/s (cioè al di là del campo di funzionamento dei ricevitore), ma è anche vero che la terza armonica, per esempio di 15,5 Mc/s (frequenza di funzionamento dell'oscillatore locale), è uguale a 46,5 Mc/s e che il battimento fra queste due armoniche è di 500 Kc/s e che esso, in tal caso, si trasferisce agevolmente attraverso gli stadi a frequenza intermedia.

Più convincente invece quanto è detto sulla sensibilità e sulla selettività, ma occorre anche por mente all'inconveniente della reazione che occorre sia regolata opportunamente ai volta in volta.

Risponde il Sig. G. Realini di Milano, perito industriale radiotecnico.

Pur senza entrare specificatamente in merito alle varie considerazioni che mi pervengono, mi permetto di osservare anzitutto che, dovendo realizzare un collegamento per tramite di onde elettromagnetiche, non si può considerare una soluzione diversa da quella di modulare un trasmettitore locale con la bassa frequenza ottenuta dall'onda portante che si vuole ricevere. Si tratta però di definire in dettaglio il modo con cui può avvenire tale collegamento. Ritengo la cosa risolvibile ritrasmettendo però con una frequenza portante uguale alla frequenza intermedia del ricevitore. In tal caso il funzionamento dell'oscillatore locale del ricevitore può essere fatto cessare predisponendo il ricevitore per la riproduzione fonografica ed attuando le cose in modo che, con la predisposizione in questione, non risulti interrotta la necessaria continuità tra il rivelatore e gli amplificatori a frequenza intermedia.

Interviene Giuseppe Termini.

L'argomento sottoposto al « Convegno di tecnici » è da considerare di notevole interesse, anche pratico, ma vuole però essere risolto in dettaglio. Si invitano quindi i partecipanti e coloro che volessero eventualmente intervenire in questo convegno, ad esaminare la possibilità di un'attuazione pratica.

Oltre a ciò si rendono di pubblica ragione gli argomenti, invero eccezionali del III tema e IV tema.

III TEMA

Si vuole sapere se è possibile realizzare attualmente un televisore del tipo intercarrier, anche solo con cinescopio a deflessione elettrostica (di diametro però non inferiore a 16 cm), con non più di 8 tubi.

Il terzo tema è formulato da un industriale milanese di larghe vedute. Egli desidera cooperare con l'attrezzatura e con capitali adeguati allo sfruttamento in comune dell'eventuale soluzione proposta ed è anche disposto a realizzare il prototipo, a sue spese, senza alcun impegno da parte di chicchessia.

IV TEMA

Nei radioapparati (ricevitori, trasmettitori, ecc.), l'alimentazione degli anodi e delle griglie schermo avviene, normalmente, connettendo al telaio il negativo del potenziale stesso di alimentazione. Si domanda se è possibile (e con quali vantaggi) collegare invece al telaio il positivo di questo potenziale.

Il quarto tema è invece formulato dal Sig. Aldo Missaglia, di Milano, lettore di « radiotecnica-televisione ».

CORSO di TELEVISIONE

LEZIONE VIII

G. Termini

Sviluppo del Corso.

Proseguendo nello studio dei procedimenti atti a separare gli impulsi di riga da quelli di quadro, si è dimostrato nella lezione VII, che il problema è risolto in pratica mediante i circuiti di differenziazione e di integrazione. Si dà questi nomi a due diverse disposizioni comprendenti delle resistenze e delle capacità, entrando nelle quali con l'intero treno degli impulsi di sincronismo, si ricavano all'uscita due treni distinti comprendenti l'uno, gli impulsi di riga e, l'altro, quelli di quadro.

Si studia ora il funzionamento degli stadi destinati a provocare i movimenti di riga e di quadri del raggio catodico. Successivamente si esaminerà il problema della sincronizzazione di questi stadi mediante gli impulsi di sincronismo separati, nel modo che si è detto, dalla componente a video frequenza.

33. Diagrammi delle tensioni per i movimenti di riga e di quadro del raggio catodico.

Nei cinescopi, usualmente adoperati per i televisori, i due movimenti (*di riga e di quadro*) del raggio catodico, sono ottenuti mediante *due campi elettrici*, oppure (e ciò avviene più spesso) con *due campi magnetici*. In ambo i casi le tensioni e le correnti determinanti questi campi (che s'intendono a *simmetria assiale*) sono rappresentabili con due diagrammi a dente di sega (figg. 46 e 47), caratterizzati da un *tratto ascendente* (1-2) e da un *tratto discendente* (2-3). Si definisce *frequenza*, *f*, di una grandezza elettrica siffatta, il numero dei diagrammi a dente di sega che si comprendono nell'unità di tempo, cioè in un minuto secondo. Il *tempo* entro cui avviene un diagramma può essere detto *periodo* ed è evidentemente uguale ad 1/f.

E' compito *dell'ottica elettronica* (la cui teoria è formalmente identica a quella dell'ottica geometrica), di studiare il movimento delle cariche elettriche nei campi elettrici e magnetici. Alla base di questa teoria si trovano due leggi fondamentali. La prima riguarda la sollecitazione che si esercita fra le linee di forza di un campo elettrico e le cariche elettriche e che è rappresentata da un movimento di *attrazione* nel caso di *campi e cariche eteronime* (cioè di *segno contrario*) e da una forza di *repulsione* nel caso di *campi e cariche omonime* (ossia dello *stesso segno*).

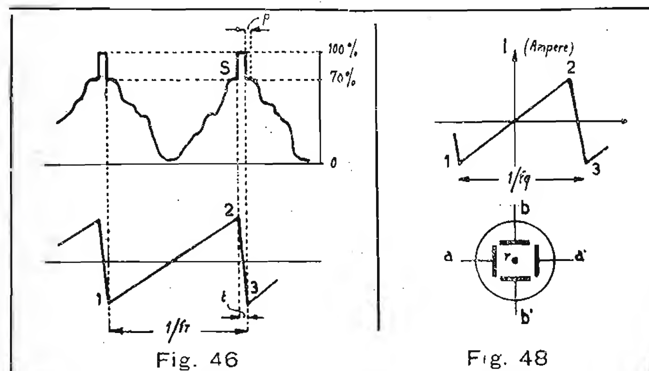


Fig. 46 — Fig. 48

Ciò avviene nei *cinescopi a deflessione elettrostatica* (figura 48) mediante due coppie di elettrodi, *a-a'*, *b-b'* (*placche deflettrici*), disposte lungo la corsa del raggio catodico, più precisamente tra l'uscita del cannone elettronico e lo schermo fluorescente.

Appare infatti evidente che il raggio catodico *r*, costituito da *elettroni*, cioè da *cariche elettriche negative*, è attratto, per esempio, dalla placca *a*, allorchè essa riceve un potenziale positivo, mentre è respinto applicando alla medesima placca un potenziale negativo.

La secoda legge dice che ogni corrente elettrica crea un campo magnetico e che possono pertanto aversi delle sollecitazioni di attrazione e di repulsione per effetto di un altro campo magnetico. Ciò è spiegato dalla fig. 49) in cui si è introdotto il cinescopio tra i poli di un elettromagnete N-S.

Il raggio catodico *r* si circonda di linee magnetiche, rappresentate da una serie di circonferenze concentriche al raggio stesso. Si ha quindi una regione (*B*) in cui, tra le linee magnetiche del raggio catodico e quelle del campo magnetico si verifica un'azione di repulsione conseguente al fatto che il senso di tali linee è il medesimo. Per contro, in *A* le linee dei due campi magnetici sono invece di senso contrario e si ha quindi un effetto di attrazione che si somma a quello di repulsione e che provoca lo spostamento del raggio catodico nel senso r-s. Questo procedimento è attuato nei *cinescopi a deflessione elettromagnetica*, nei quali cioè, come del resto è ovvio, i campi magnetici per i movimenti di riga e di quadro sono creati da due correnti elettriche introdotte in due coppie di bobine (*bobine di riga e di quadro*) disposte in modo da avere due campi magnetici esattamente ortogonali fra loro.

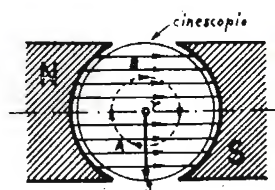


Fig. 49

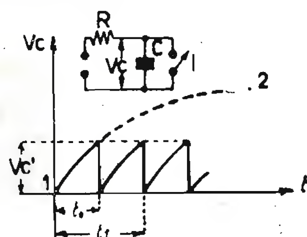


Fig. 50

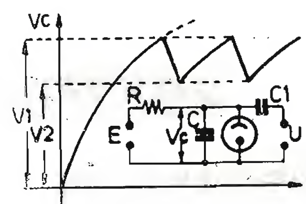


Fig. 51

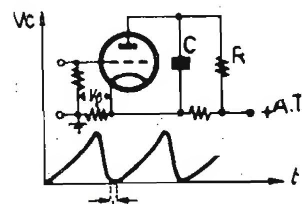


Fig. 52

Si avverte ora la necessità di far osservare, anzitutto, che la trasmissione della componente a video frequenza (fig. 46) è interrotta, alla fine di ogni riga, da un impulso di sincronismo (*S*). Il tempo *t* occuppato dal *tratto discendente* (detto anche *periodo di ritorno*) del diagramma a dente di sega non può essere superiore alla durata dell'impulso stesso, che è mediamente compreso in pratica fra il 10 % ed il 15 % del tempo totale di esplorazione di una riga. Per esempio, se la trasmissione avviene tracciando 25 volte in un secondo 625 righe (*standard europeo*), la frequenza di riga è di 25.625 = 15.625 c/s e l'esplorazione di una riga avviene in 1/15.625 = 64*micro-secondi*. Il periodo di ritorno, *t* (fig. 1 *a*), non può essere inferiore, in tal caso, a 6,4 *micro-secondi*, cioè al 10 % del tempo richiesto per esplorare una riga.

Da tale vincolo fra la curata dell'impulso di riga e quella del periodo di ritorno della tensione (o corrente) a dente di sega si può desumere una difficoltà, in pratica però eliminata dal piedestallo *p* (fig. 1 *a*) dell'impulso stesso di sincronismo, corrispondente alla quota del nero.

Nè può ora trascurarsi un'altra osservazione sul meccanismo dei movimenti di riga e di quadro del raggio catodico. Le

due tensioni (o correnti) a dente di sega a frequenza di riga e a frequenza di quadro coesistono simultaneamente e pertanto, durante il percorso di andata della tensione di riga, si ottengono delle linee orizzontali che si spostano progressivamente dall'alto al basso per effetto della tensione di quadro.

In ultimo si osserva che le grandezze elettriche determinanti i movimenti di riga e di quadro devono variare linearmente col tempo, il che significa che il percorso di andata delle grandezze stesse dev'essere rappresentato da un segmento di retta.

34. Principio di funzionamento dei generatori di tensioni a dente di sega.

Per comprendere il funzionamento dei generatori di tensione a dente di sega, giova esaminare anzitutto la disposizione della fig. 50, in cui il condensatore C, cortocircuitato dall'interruttore I, riceve una corrente di carica attraverso il resistore R. Per effetto di questa corrente la tensione di C si eleva con legge esponenziale e pertanto nel modo rappresentato dal tratto 1-2 della fig. 50. Se però il condensatore C è cortocircuitato nell'istante to, la tensione Vc' si annulla ed il periodo di carica può riprendere fino al tempo $t1$, uguale a to, in cui il condensatore s'intende nuovamente cortocircuitato dall'interruttore 1. Così facendo, la tensione di C segue il diagramma a dente di sega

In base a tale principio si sono attuate in pratica diverse disposizioni nelle quali la scarica del condensatore avviene per via elettronica. Ciò consente di suddividere i generatori in *due classi*. Si hanno infatti :

a) i generatori con *tubi a gas* e,
b) i generatori con *tubi a vuoto*.

35. Generatori con tubi a gas.

Per interrompere periodicamente il processo di carica del condensatore può servire un tubo a gas, per esempio del tipo a due elettrodi. E' noto infatti che la resistenza di un tubo siffatto diminuisce considerevolmente con l'ionizzazione del gas, per cui, ottenendo tale ionizzazione per tramite della tensione Vc ai capi di C, il tubo si comporta in effetti come un interruttore.

Nello schema di un circuito del genere, che è riportato nella fig. 51 (*Anson*, ERAO), si comprendono due morsetti d'ingresso (E) connessi ad un generatore di tensione continua e due morsetti di uscita (U) dai quali, per tramite di C1, si ricava la tensione a dente di sega che si stabilisce ai capi di C.

Il funzionamento è spiegato come segue. Per effetto della tensione applicata all'ingresso, si ha una corrente di carica del condensatore C per cui, elevandosi la tensione ai capi di esso, si provoca l'ionizzazione del gas. Quando ciò avviene la resistenza del tubo diminuisce notevolmente e disperde la carica accumulata dal condensatore. La tensione ai capi di esso si annulla, per cui cessa l'ionizzazione del gas e si inizia un nuovo periodo di carica. Con un processo del genere, la tensione ai capi di C che si ha durante il periodo di carica segue un andamento che è tanto più lineare quanto più è elevato il rapporto fra la tensione applicata e quella ricavata. Ciò è dimostrato dal grafico della fig. 51, in cui si è indicato con $V1$ la tensione di ionizzazione e con $V2$ quella di spegnimento dell' ionizzazione stessa.

La frequenza della tensione a dente di sega che può così aversi, dipende dai valori di C e di R e anche da quello della tensione applicata. La frequenza aumenta, più precisamente, col crescere del prodotto R.C. e cresce, parimenti, aumentando la tensione applicata.

Il funzionamento di un generatore di questo tipo è caratterizzato da alcuni notevoli inconvenienti. Con l' ionizzazione del gas la resistenza del tubo diminuisce considerevolmente, ma assume un valore non trascurabile per cui la scarica del condensatore non è istantanea. L'ionizzazione stessa si verifica inoltre con irregolarità e risulta anche difficile il processo di sincronizzazione, sia per il fatto che esso richiede una tensione di notevole ampiezza, sia anche perchè esso può avvenire connettendo un resistore in serie al tubo, il che aumenta ulteriormente il tempo di scarica.

Questi inconvenienti sono in parte eliminati con un triodo a gas (*tiratron*), la cui griglia di comando è destinata a ricevere una tensione sincronizzante in aggiunta ad una tensione fissa di polarizzazione, Vg (fig. 52), alla quale è vincolata la tensione anodica d'innesco. Il funzionamento di questo tubo è infatti spiegato dal legame fra la tensione anodica determinante l'innesco, Va, e la tensione di polarizzazione Vg. Tale legame vale all'incirca :

$$Va = k.Vg$$

in cui k è un coefficiente che dipende dal tubo usato. La tensione Vc ai capi di C, assume l'andamento riportato nella figura 52). E' facile osservare che la conduttività del tubo non si annulla nell'istante to. Ciò è dovuto alla presenza di ioni vaganti, inconveniente questo che può essere eliminato facendo pervenire alla griglia una tensione negativa adeguata durante il periodo di ritorno.

Il funzionamento dell'insieme è ovvio. La resistenza del tubo, che è pressochè infinita per $Va < k. Vg$, diminuisce considerevolmente con l'ionizzazione del gas il che avviene quando, elevandosi la tensione ai capi di C, che è caricato per tramite di R, risulta $Va > k. Vg$. Per tale fatto la carica accumulata da C si disperde attraverso il tubo.

Per quanto riguarda i vantaggi che si conseguono passando da un tubo a due elettrodi ad un tiratron, si fa osservare anzitutto che la resistenza interna di quest'ultimo è inferiore a quella del tubo a due elettrodi e che, per tale fatto, il periodo di scarica risulta parimenti minore. Oltre a ciò il processo d'innesco e di spegnimento è governato anche dal potenziale di griglia ed avviene con maggiore regolarità. La stabilità risulta pertanto aumentata ed è anche più agevole far pervenire al tubo la tensione sincronizzante.

—L'argomento dei generatori di tensione a dente di sega, si conclude nel fascicolo n. 25 in cui si studieranno in dettaglio quelli con tubi a vuoto, pressochè esclusivamente adoperati nei televisori moderni.

ESERCIZI DI TELEVISIONE

A. Nello schema elettrico del televisore VIDEON R.C. (pagine 719, 720, N. 23), una sezione del diodo V6 serve per ricostituire la componente continua della tensione a video frequenza. Si domanda se si poteva evitare tale ricostituzione escludendo il condensatore di accoppiamento C12.

B. Dallo schema elettrico di cui sopra (pag. 720), si rileva che la capacità del condensatore C27, per tramite del quale si fanno pervenire gli impulsi di quadri al pentodo del tubo V18, è di 50.000 pF, mentre quella del condensatore C22, con il quale si va all'ingresso del triodo di destra V12, è di 500 pF. Giustificare concettualmente tale differenza.

C. Calcolare il tempo (in micro-secondi) corrispondente ad un periodo della tensione a dente di sega per il movimento di quadri nel caso in cui si trasmettano, con il sistema interlacciato per 25 volte in un secondo, 625 righe orizzontali.

D. Per quale ragione un tubo a gas (diodo o triodo) può riguardarsi come un interruttore?

E. Tracciare le linee di forza di un campo magnetico e precisarne la direzione ed il verso nel caso che si voglia provocare con esso, lo spostamento del raggio catodico in senso orizzontale.

F. Per quale ragione negli impulsi di sincronismo riga si individua un piedestallo in cui la componente a video frequenza è nulla? Può esso considerarsi invisibile?

G. Quali sono gli inconvenienti caratteristici di un generatore a dente di sega, realizzato con un diodo a gas?

ESERCIZI SUI COMPLEMENTI DI RADIOTECNICA

A - Calcolare la sensibilità di potenza di una catena di stadi a bassa frequenza sapendo che, per ottenere all'uscita una potenza standard di 50 mV, occorre applicare all'ingresso una tensione di 20 mV.

B - Nella misura sperimentale della potenza assorbita da un ricevitore, si è eseguito il metodo dei tre voltmetri, ricavando le seguenti tensioni:
a) ai capi della linea, V = 160 V;
b) ai capi del primario del trasformatore di alimentazione, V1 = 125 V;
c) ai capi del resistore R, connesso in serie al ricevitore, V2 = 50 V.
Calcolare la potenza assorbita per l'alimentazione del ricevitore e il coseno dell'angolo di sfasamento fra la tensione e la corrente che si verifica nel circuito di alimentazione del ricevitore.

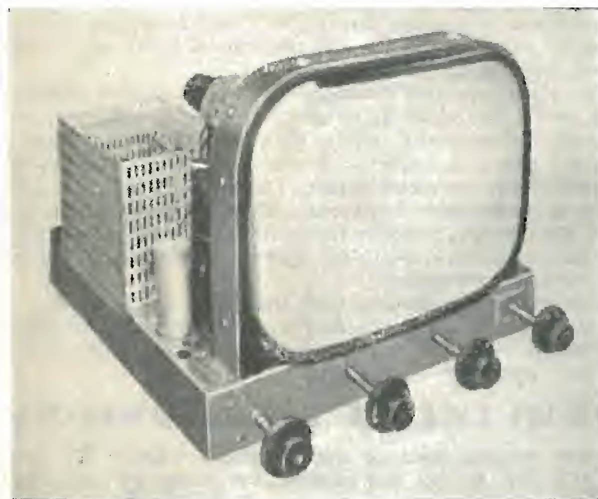
C - Il primario del trasformatore di alimentazione di un ricevitore, connesso alla rete a 125 V è percorso da una corrente di 0,5 A. Calcolare la potenza spesa per l'alimentazione nel caso in cui sia $\varphi = 0$.

D - Calcolare la potenza (apparente) assorbita dalla bobina mobile di un altoparlante, avente un'impedenza a 400 c/s di 4 ohm, sapendo che la tensione corrispondente misurata ai capi è di 12 mV.

E - Dall'esame sperimentale degli stadi a bassa frequenza di due ricevitori a e b, si sono ricavati i rapporti fra le potenze corrispondenti al limite di linearità e quelle di saturazione. Tali rapporti valgono, in per cento, 30, per il ricevitore a e 42 per il ricevitore b.
Calcolare la potenza fornita al limite di linearità sapendo che le potenze di saturazione sono risultate di 4 W per il ricevitore a e di 3,2 W per il ricevitore b.

F - Tracciare lo schema delle connessioni che si devono effettuare fra le apparecchiature di controllo e gli stadi a B.F. di un ricevitore, per tracciare la curva di responso. S'intende che, tanto alle apparecchiature, quando agli stadi, deve darsi l'aspetto degli organi a quattro morsetti, cioè due per l'ingresso e due per l'uscita.

TELEVISORE
tipo intercarrier, PHILIPS



- 10 canali
- Cinescopio a schermo rettangolare MW 43-43
- 21 tubi

Compilazione di G. Termini sui dati elettrici e costruttivi comunicati dalla Philips Electronic Tube Division

Lo schema elettrico di questo televisore è stato riportato nel fascicolo N°. 21 unitamente all'elenco dettagliato dei componenti. Ad esso ci si riferisce in questo articolo che continua dal N°. 22.

La tensione a dente di sega per il movimento verticale del raggio catodico, prodotta dal triodo del tubo V19, è sincronizzata dal pentodo ed è applicata all'ingresso del tubo V20 (pentodo PL82), il cui circuito di uscita è connesso alle bobine di deflessione tramite il trasformatore di uscita T2.

A chiarimento della disposizione di questo stadio, in cui si è ricorso ad un nuovo metodo per assicurare la necessaria linearità di funzionamento, si espongono i provvedimenti normalmente adottati a questo scopo.

Durante il periodo in cui avviene lo spostamento del raggio catodico, la corrente a dente di sega che si ha nelle bobine di deflessione deve variare linearmente con il tempo. L'impedenza delle bobine di deflessione ha carattere essenzialmente resistivo ed occorre quindi avere una tensione a dente di sega, variabile linearmente col tempo, anche agli estremi del primario del trasformatore di uscita. E' ora necessario osservare che l'induttanza del primario del trasformatore T2 ha un valore finito nel senso che essa non può essere eccessivamente elevata, per cui, unitamente alla corrente a dente di sega il tubo fornisce anche una corrente ad andamento parabolico.

L'ampiezza della componente parabolica dipende dalla frequenza della corrente a dente di sega e dal rapporto fra la resistenza secondaria riportata al primario e l'induttanza primaria. Si comprende quindi che, indipendentemente dalla frequenza della corrente a dente di sega, la componente ad andamento parabolico può essere diminuita diminuendo questo rapporto, soluzione questa che è però economicamente poco consigliabile in pratica.

In realtà, la componente parabolica non può essere modificata e obbliga a modificare la tensione di comando in modo da ottenere nel circuito anodico la componente di forma richiesta. In tal senso concorre anche, ma in misura non sufficiente, la curvatura della caratteristica di lavoro del tubo.

Per modificare la forma della tensione a dente di sega fornita dall'oscillatore, si può ricorrere ad un circuito integratore costituito da una rete di resistori e di condensatori, connessa fra l'oscillatore e l'uscita del pentodo. In tal modo, se si fa pervenire all'ingresso una tensione di controreazione, il circuito integratore può contribuire a modificare la tensione eccitatrice in modo da ottenere la forma richiesta. Con questo sistema si diminuisce però anche l'amplificazione dello stadio per cui si richiede all'oscillatore di blocco di fornire una tensione ovviamente più elevata di quella necessaria senza controreazione e senza circuito integratore. Un'altro inconveniente, al quale si va incontro in tal caso, risiede nel fatto che le frequenze più basse sono attenuate meno delle frequenze più elevate, così che quando varia il livello medio della corrente a dente di sega per effetto delle interferenze o delle regolazioni manuali, varia anche, con il medesimo importo, la tensione applicata alla griglia del pentodo di uscita. Seguono a ciò dei movimenti transitori di espansione e di contrazione dell'immagine, particolarmente evidenti quando la regolazione interviene per un largo importo e quando l'induttanza del primario del trasformatore di uscita è relativamente bassa.

Problemi di struttura nei televisori intercarrier

C. Sandri

(Cont. dal fascicolo N. 22, pag. 684, in cui sono riportate le figure citate nel testo).

Il risultato di questa somma è rappresentato dal terzo lato (OB) *di un triangolo avente per lati i vettori* A e B, *animati entrambi di moto rotatorio con velocità angolare* ω *e con il vettore* B *che ruota anche intorno ad* A *con velocità angolare uguale alla differenza* ω'—ω *fra le due pulsazioni. Ciò significa che la risultante varia di ampiezza col tempo e che dalla somma nasce una terza grandezza di pulsazione uguale a quella di ampiezza più elevata, il cui valore istantaneo è calcolato dall'espressione*

$$\sqrt{A^2 + B^2 + 2AB \cos(\omega' - \omega)t} \quad (1)$$

Orbene, ed è questo il principio su cui si basa la struttura intercarrier, *se* ω' *è di poco diverso da* ω, *la risultante* (1), *che si ottiene dopo la rivelazione, ha un periodo uguale alla differenza* ω'—ω; *cioè uguale, in effetti, alla differenza fra le due frequenze portanti. Per esempio, se si riceve il canale di MI (frequenza portante video 174,25 Mc/s, frequenza portante audio 179,75 Mc/s) e se la frequenza di funziona-*

A questi inconvenienti si può ovviare distorcendo la tensione a dente di sega mediante un resistore a caratteristica non lineare, il cui valore risulti però indipendente dalla frequenza entro il campo di funzionamento previsto. Così facendo la variazione di forma della tensione a dente di sega è parimenti indipendente dalla frequenza stessa. Si comprende pertanto lo scopo del resistore *VDR*, adoperato in questo stadio. La caratteristica tensione-corrente di esso segue una legge particolare in quanto, col crescere della tensione applicata la corrente cresce con legge esponenziale.

Nello schema elettrico il resistore VDR è seguito da un circuito integratore, il cui scopo è di migliorare la linearità dell'insieme. Il non lieve vantaggio che si ricava con questo metodo è appunto rappresentato dal fatto che il resistore VDR esplica un'azione correttrice largamente superiore a quella del circuito integratore stesso.

Per quanto riguarda lo schema d'impiego del tubo PL82 (V20), si osserva che i resistori R119 ed R120, connessi in serie al catodo, non sono shuntati dal condensatore. Si ottiene così una controreazione di corrente che ha lo scopo di aumentare la resistenza interna del tubo e che dà al tubo stesso la possibilità di non richiedere un impulso negativo di polarizzazione durante il movimento di ritorno del raggio catodico. Il ramo comprendente in serie il resistore R122 ed il condensatore C136 ha lo scopo di smorzare le oscillazioni che si hanno durante il movimento stesso di ritorno. Gli impulsi positivi che si ricavano da questo resistore sono adoperati per rendere invisibile il ritorno del movimento verticale (conduttore *D*).

La variazione di tensione che si verifica nell'anodo del tubo PL82 (V20) durante il movimento di andata è di 550 V, mentre nel movimento di ritorno si ha un impulso positivo di 600 V. La corrente nelle bobine di deflessione è risultata uguale a 830 mA (intesa fra picco e picco), corrispondente cioè ad una completa deflessione verticale.

I valori medi delle correnti e delle tensioni misurate fra la massa e gli elettrodi dei tubi V19 e V20 risultano come segue :

	ECL80 (V19)	PL82 (V20)
Corrente anodica del pentodo	0,45 mA	10,5 mA
Corrente della gr. schermo	0,12 mA	1,3 mA
Tensione anodica del pentodo	130 V	440 V
Tensione della griglia schermo	38 V	65 V
Corrente anodica del triodo	1,3 mA	
Corrente di griglia del triodo	0,3 mA	
Tensione anodica del triodo	470 V	
Tensione di griglia del triodo	— 95 V	

9. ALIMENTAZIONE.

Lo schema dell'alimentatore segue la disposizione classica della connessione diretta alla rete a c.a. I diodi raddrizzatori PY82 sono connessi in parallelo allo scopo di far fronte all'intensità complessiva di corrente richiesta dal ricevitore. E' necessario connettere un limitatore di corrente (resistore da 50 ohm) in serie a ciascun tubo. Il termoresistore R126, in serie alla catena di filamenti, è shuntato dal resistore R125 da 500 ohm per diminuire il tempo richiesto dai riscaldatori dei catodi per ottenere la temperatura di regime.

Particolare rilievo merita il fatto che i condensatori di dispersione devono essere collegati direttamente tra i reofori di contatto dei portatubi, corrispondenti ai riscaldatori dei catodi.

La corrente totale erogata dall'alimentatore è di 320 mA nel caso che siano cortocircuitati i morsetti d'ingresso del ricevitore (segnale nullo). Le tensioni continue e la componente alternativa della corrente raddrizzata, misurata all'uscita del filtro di livellamento e dei resistori di ripartizione, assumono i seguenti valori :

	Contrasto al minimo (s/ segnale)		Contrasto al massimo (s/ segnale)		Contrasto al minimo (c/ segnale)		Contrasto al massimo (c/ segnale)	
	Vc.c.	Vc.a.	Vc.c.	Vc.a.	Vc.c.	Vc.a.	Vc.c.	Vc.a.
Ingresso al filtro	213	13	208	13,1	213	13	209	13
Vb1	195	0,4	195	0,42	195	0,4	195	0,4
Vb2	172	0,016	165	0,02	178	0,018	170	0,019
Vb3	172	0,01	168	0,012	175	0,011	172	0,011
Vb4	166	0,02	165	0,02	168	0,019	168	0,02
Vb5	134	0,006	132	0,006	136	0,006	135	0,006

I valori delle correnti e delle tensioni, quest'ultime misurate tra i diversi elettrodi dei tubi ed il telaio, che costituisce il potenziale di riferimento, sono riportate nella tabella che segue in assenza di segnale. In queste condizioni il pentodo V1 (amplificatore a R.F.) e la sezione di sinistra del doppio triodo V2 (*mescolatore*), assorbono una corrente di 14 mA, mentre quella richiesta dalla sezione di destra di

mento dell'oscillatore locale è uguale a 195,25 Mc/s, le frequenze intermedie corrispondenti risultano di 195,25 — 174,25 = 21 Mc/s (video), e di 195,25 — 179,75 = 15,5 Mc/s (audio) per cui, all'uscita del rivelatore sorge una componente con frequenza 21 — 15,5 = 5,5 Mc/s, corrispondente quindi alla differenza fra le due frequenze portanti (179,75 — 174,25). A questa differenza è dato appunto il nome di intercarrier, *in quanto, come già si è detto, con* carrier *si indica la* portante.

Il vantaggio di questa soluzione è evidente se si considera che la frequenza intercarrier, alla quale è fatta corrispondere, come è ovvio, la frequenza di accordo degli stadi per il canale audio, non risente delle instabilità di funzionamento dell'oscillatore locale. Essa risulta infatti uguale, in ogni caso, alla differenza fra le frequenze portanti.

A scanso di equivoci si ricorda che il canale video *è modulato in ampiezza mentre* quello audio *è* modulato in frequenza. *Questa è pertanto presente nella tensione a frequenza intercarrier. Eventuali variazioni di ampiezza a video frequenza non preoccupano in quanto il ricevitore per il canale audio è attuato in modo da non risentire tali variazioni.*

Nelle ordinarie trasmissioni televisive la d. di p. del canale video, introdotta dall'antenna, può intendersi dello stesso ordine di grandezza di quella del canale audio. Ciò significa che se si vogliono ridurre al minimo le variazioni di ampiezza a frequenza video della tensione a frequenza intercarrier, gli stadi a frequenza intermedia devono fornire agli stadi per il canale audio una tensione inferiore al più piccolo valore istantaneo della tensione del canale video. A tale scopo si fa uso di filtri.

E' però dimostrato che l'attenuazione esercitata da questi filtri non può essere superiore a 26 dB se non si vuole diminuire eccessivamente la tensione a frequenza intercarrier. Oltre a ciò è necessario che la curva di responso risulti sufficientemente lineare entro la regione occupata dal canale sonoro. Se questi viene infatti a trovarsi su un piano di tale curva, le variazioni di frequenza, conseguenti alla modulazione, provocano una variazione a frequenza acustica che è causa di disturbi nel canale video.

Infine il tratto lineare della curva comprendente il canale audio deve avere, un'estensione superiore alla più elevata variazione di frequenza prevista. Così facendo l'accordo del ricevitore è infatti meno critico.

La realizzazione effettiva di un televisore tipo intercarrier segue il criterio di addivenire ad un compromesso tra le necessità tecniche e l'opportunità pratica. Così, dal punto di vista del costo e dell'ingombro, la soluzione migliore appare quella riportata in fig. 3, in cui lo stadio per l'amplificazione della tensione a video frequenza, è adoperato anche per amplificare la tensione a frequenza intercarrier.

In realtà è però migliore la struttura riportata in fig. 2. L'amplificazione fornita dallo stadio a video frequenza varia infatti con l'ampiezza della tensione eccitatrice ed il tubo stesso dev'essere

questo tubo (generatore della tensione a frequenza locale) è di 7,5 mA. Le misure si riferiscono al cinescopio « *Philips* » MW43-43 avente la terza griglia connessa al catodo e con tensione di 270 V fra la seconda griglia ed il catodo.

	Tensione anodica (V)	Tensione di gr. sch. (V)	Tensione di polar. (V)	Tensione del catodo (V)	Corrente anodica (mA)	Corrente di gr. sch. (mA)
EF80, pentodo V3	180	160	0	2,1	9	2,2
EF80, pentodo V4	180	160	0	2,1	9	2,2
EF80, pentodo V5	135	190	0	2,3	9,8	2,3
EF80, pentodo V6	170	170	0	2,2	9,5	2,2
EF80, pentodo V7	90	170	—0,15	1,5	13,5	5
ECL80, tubo V8						
(sezione pentodo)	165	195		102	14	3
EF80, Pentodo V10	182	171	0	2,2	10	2,3
EQ80, enneodo V11	180	24	4	4	0,28	6*
PL82, pentodo V12	150	160	0	12	45	9
EQ80, enneodo V13	85	40	16	16	0,18	0,08
85A2, tubo V14	85				4,2	
ECL80, tubo V15						
(sezione pentodo)	120	160	—27		2	2,3
(sezione triodo)	70		—5,5		2,4	
PL81, pentodo V16		145	—30		105	26
PY81, diodo V17	195				120	
ECL80, tubo V19						
(sezione pentodo)	130	38			0,45	0,12
(sezione triodo)	470		—95		1,3	
PL82, pentodo V20	440	65		6	10,5	1,3

* Compresa la corrente nel ramo di ripartizione.

fatto funzionare in modo da non raggiungere il potenziale d'interdizione della corrente anodica. E' infatti ovvio che non può essere accettata un'interruzione della tensione a frequenza intercarrier.

Oltre a ciò la capacità complessiva, di uscita del tubo a video frequenza risulta aumentata dall'accoppiamento al rivelatore del canale audio ed è pertanto diminuita la resa sulle frequenze più elevate del segnale visivo. Con la disposizione precisata nella fig. 3, la tensione a video frequenza dev'essere applicata al catodo del cinescopio nel caso che il rivelatore sia seguito da un solo stadio. Ciò per il fatto che il tubo funziona in modo che la pendenza della caratteristica risulti elevata quando la tensione a frequenza intermedia è scarsa. Da questa relazione si deduce la polarità della tensione ricavata dal rivelatore e quindi anche l'elettrodo del cinescopio che deve ricevere questa tensione.

Se si connette l'ingresso dell'amplificatore a video frequenza all'anodo del rivelatore, la tensione di griglia cresce negativamente andando dalla quota del bianco a quella del nero, per cui segue una diminuzione di corrente anodica e quindi un aumento della tensione ricavata dal carico. Se questa tensione è applicata alla griglia del cinescopio essa risulta verso l'interdizione del raggio catodico in corrispondenza alla quota del bianco, mentre occorre avvenga il contrario.

Connettendo invece l'uscita dell'amplificatore al catodo, esso risulta a tensione positiva decrescente, rispetto alla griglia, quando si va dal nero al bianco; ciò assicura, come è noto, una immagine positiva e consente di avere i segnali di sincronismo oltre l'interdizione del raggio catodico.

Un'altra questione, ugualmente importante, riguarda il fenomeno di tramodulazione, provocato dalla curvatura della caratteristica dell'amplificatore a video frequenza. L'entità di esso è infatti anche notevole e rende assolutamente indispensabile un limitatore elettronico di ampiezza (EQ80 o 6BN6).

La struttura della fig. 3 può essere pertanto migliorata interponendo un amplificatore a frequenza intercarrier tra l'amplificatore a video frequenza ed il rivelatore per il canale audio. Ciò consente infatti di realizzare un accoppiamento assai lasco con l'amplificatore a video frequenza per cui risulta poco importante l'aumento della capacità del circuito di uscita del tubo. Per dontro devesi però notare che, accettando questo stadio in più, è migliore la soluzione nella quale l'amplificatore a frequenza intercarrier è fatto seguire al rivelatore del canale video. Si escludono infatti in tal modo i fenomeni di tramodulazione provocati dall'amplificatore a video frequenza quando esso è interessato anche dalla tensione a frequenza intercarrier. Un altro vantaggio di questa disposizione è rappresentato dal fatto che il ricevitore per il canale audio non risente della regolazione del contrasto in quanto quest'ultima può effettuarsi all'uscita dell'amplificatore a video frequenza.

✱

per telescrivente

Il Dott. Van der Pol, direttore del CCIR, ha segnalato che alcuni centri che si interessano della ricezione dei disturbi elettromagnetici di origine extraterrestri hanno captato delle radiazioni aventi carattere totalmente diverse dalle precedenti. Mentre le prime in genere sono ricevute sotto forma di rumore o di fruscio e sulle bande comprese fra i 14 ed i 32 Mc/s quest' ultime avrebbero una frequenza costante di 1420,5 Mc/s e sarebero provocate da atomi di idrogeno neutro di origine galattica.

* * *

I giorni 24, 26, 28 Novembre la stazione della Croce Rossa Internazionale effettuerà delle trasmissioni sperimentali alle ore 06/07, 1130/1230, 15/16, 2130/2230 GMT. Saranno particolarmente graditi rapporti sulle condizioni di ricezione nelle varie località. Scrivere citando la nostra rivista al seguente indirizzo: COMITE INTERNATIONAL DE LA CROIX ROUGE Service de la Radiodiffusion, 7, Avenue de la Paix, GENEVE (Suisse).

* * *

La Grande Esposizione della Radiofonia e della Televisione, che avrebbe dovuto aver luogo a Düsseldorf dal 22 al 31 agosto 1952, è stata rinviata dal 27 febbraio al 6 marzo 1953 sempre a Düsseldorf. La decisione è stata presa dal consiglio dell'industria radiofonica tedesca, dato che per quell'epoca saranno in funzione i nuovi impianti di televisione della Germania ed allo scopo di permettere all' industria tedesca di preparare i nuovi tipi di apparecchi radiofonici e televisivi. Per tale epoca potranno essere presentati anche i nuovissimi apparecchi EPX ad onde ultracorte ed i nuovissimi tipi di magnetofoni.

* * *

Secondo notizie pubblicate sulla rivista francese « HAUTE PARLEUR » al secondo salone della Televisione tenutosi recentemente a Parigi hanno partecipato alcune diecine di case le quali hanno esposto circa 150 televisori di diversa concezione. Di questi soltanto una diecina usavano in totale 16 tubi, alcuni funzionavano con 18 o 20 tubi mentre la maggioranza disponeva di 21-23 tubi. Il prezzo minore, 72.000 franchi, si riferiva ad un apparecchio di 16 valvole e tubo da 22 cm.; altri due o tre tipi con 19 valvole e tubo da 22 cm. costavano 75.000 franchi. Si notavano altri tipi il cui costo variava dai 85.000 ai 100.000 franchi mentre i prezzi della maggioranza oscillavano fra i 110.000 ed i 180.000 frs. per raggiungere i 220.000 frs. per i tipi più lussuosi. Televisori di gran lusso muniti di proiettore o di altre apparecchiature aggiuntive avevano prezzi che oscillavano fra i 300.000 ed i 450.000 frs.

Speriamo quindi che in Italia, alla prossima Fiera di Milano, anzichè alla presentazione di semplici scatole di montaggio, di dubbia efficienza, e di apparecchi sperimentali atti a permettere la ricezione televisiva con l'uso di cinque o sei valvole... si possa assistere alla presentazione di apparecchi efficienti ed a prezzi ragionevoli.

(Cont. da pag. 761)

10 log 10/0,001 = 10 log 10.000 = 40 *dB*, per cui l'amplificazione totale richiesta è, in tal caso, di 60 + 40 = 100 *dB*.

Il calcolo dei *dB* si esegue facilmente anche con il *regolo calcolatore*. Per esempio, nel *regolo Nestler N.* 23, *sistema Rietz* si hanno le scale *If*, *Is* ed *L*. Con le scale *If* ed *Is* si effettua il rapporto, si legge sulla scala *L* il logaritmo corrispondente e si moltiplica per 10. Per esempio, se è P1 = 40 mW e P2 = 60 W, si fa coincidere il dividendo con il divisore e si legge il rapporto (1,5) all'estremità dello scorrevole. Si porta quindi il corsoio su 1,5 e si legge il logaritmo sulla scala *L* che risulta uguale a 0,176. Questo valore, moltiplicato per 10, dà i *dB* richiesti.

Se il valore del rapporto è superiore a 10, occorre dividerlo per 10 oppure per 100 o per 1000 fino ad ottenere cioè un rapporto inferiore a 10. Ai *dB*, così calcolati, si sommano 10 *dB* per ogni multiplo di 10 con cui è stato suddiviso il rapporto stesso. Per esempio, se è P2/P1 = 4350, si ricerca il logaritmo di 4,350 che è uguale a 0,639. Moltiplicando per 10 si ottiene 6.39. A questo valore occorre aggiungere 30 *dB*, ossia 3 volte 10 *dB* in quanto il prodotto in questione è stato diviso per 1000. Si ha quindi 6,39 + 30 = 36,39 dB.

Un'altra applicazione dell'unità logaritmica riguarda il tracciamento della curva di responso di un amplificatore a B.F. A tale scopo si applicano all'entrata di esso delle tensioni costanti opportunamente distribuite entro le frequenze di funzionamento dell'amplificatore e si prende nota, con un voltmetro elettronico, delle corrispondenti tensioni che si stabiliscono all'uscita. I risultati di questi rilievi, intesi correlativamente, possono essere riportati su un sistema di assi ortogonali, con l'orizzontale, per esempio, proporzionale alla frequenza e con la verticale proporzionale al valore della tensione di uscita.

Orbene, ed è questo che si vuole mettere in rilievo, l'orizzontale dev'essere suddivisa in proporzione ai logaritmi delle frequenze, anzichè alle frequenze stesse, se si vuole che la curva di responso segua la legge con cui varia la sensazione dell'orecchio.

ATTO DI TRANSAZIONE

Fra la **N. V. PHILIPS' GLOEINLAMPENFABRIEKEN** con sede in Eindhoven (Paesi Bassi) rappresentata dalla Philips S.p.A. con sede in Milano, da una parte

e

Il **Signor. Dr. ENZO GAMBIRASIO**, titolare della Ditta E. Gambirasio corrente in Milano, via Fontana N. 18 dall'altra

SI CONVIENE QUANTO SEGUE:

La Ditta E. Gambirasio, presa visione del brevetto italiano n. 375.020 rilasciato alla N. V. Philips il 19-9-1939 e riconosciuto che la importazione di magneti permanenti anisotropici che rientrano nel campo del brevetto in questione costituisce violazione della suddetta privativa industriale, si impegna a non importare in avvenire magneti permanenti anisotropici con le caratteristiche rivendicate dal brevetto in questione; si impegna inoltre a cessare immediatamente la vendita dei magneti già importati.

La Philips prende nota del leale riconoscimento della Ditta E. Gambirasio e degli impegni assunti con il presente atto e considera amichevolmente definita la vertenza.

C O N S U L E N Z A

G. Termini

572 Possibilità teoriche e pratiche di ascolto in vallata di una stazione per FM.

Sig. F. C. - Imola.

E' noto da tempo che nella propagazione delle onde cortissime si individua anche quella per *diffrazione* intorno ad un ostacolo. Avviene cioè che l'onda diretta proveniente dal trasmettitore può giungere al ricevitore anche quando non sussiste la visibilità ottica, purchè naturalmente l'intensità del campo e. m. prodotto dall'onda diffratta sia adeguato alla sensibilità del ricevitore, più precisamente al livello del rumore proprio dei tubi.

La propagazione per diffrazione è stata studiata da numerosi specialisti. Fra essi notevole il lavoro di *J. Loeb*, che nella memoria « *Liaisons radiotéléphonique en haute montagne par onde métriques* », apparsa nel 1939 sugli « *Annales P.T.T.* », ha rappresentato in forma esplicita il rapporto tra il campo elettrico conseguente alla diffrazione (*e*) e quello che si avrebbe, ad uguale distanza, nel caso di propagazione libera (*e*1).

Tale rapporto vale:

$$e1/e = (1 + c/2b)2\pi \sqrt{b/\lambda}$$

essendo *c* la velocità di propagazione, *b* la distanza e λ la lunghezza d'onda.

E' però normalmente da escludere un'indagine preventiva col calcolo. In effetti nell'espressione di cui sopra si considera la sola diffrazione intorno ad uno spigolo indefinitamente esteso, mentre è noto che in vallata la diffrazione si accompagna alla rifrazione. Appare pertanto evidente la necessità di procedere ad una ricerca sperimentale, il che può essere fatto anche con un semplice rivelatore a superreazione del tipo già varie volte riportato su questa rivista.

573 Alcune disposizioni riguardanti lo schema elettrico di un ricevitore a quattro tubi.

Sig. F. Orlandi - Viterbo.

A. *Indicatore strumentale di accordo.*

Se si adopera un tubo EBF80 o simili, cioè un bidiodo-pentodo, si può interporre fra esso e l'amplificatore di potenza un doppio triodo ECC40, per modo di poter amplificare la tensione a frequenza acustica con una sezione e di poter adoperare l'altra sezione per l'indicazione strumentale. Ciò appare nello schema della fig. 184 in cui si precisano anche i valori dei componenti. Il funzionamento è ovvio. La sezione di destra del tubo T2 riceve la tensione fornita dal rivelatore per il *c.a.s.*

L'intensità della corrente anodica che se ne ottiene decresce col crescere di tale tensione ed è minima nelle condizioni corrispondenti all'accordo: è parimenti minima l'intensità della corrente che perviene nel circuito del riscaldatore del catodo e che è fatta pervenire nello strumento attraverso il resistore da 2 K-ohm ed il potenziometro a filo da 20 K-ohm. Questi ha lo scopo di determinare una tensione fra griglia e catodo adeguata al valore della tensione del *c.a.s.*

B. *Coppia di stadi per la frequenza intermedia con regolazione manuale di sensibilità.*

Nella struttura a quattro tubi si possono effettivamente comprendere due stadi per l'amplificazione della frequenza intermedia adoperando i tubi ECH4 (od ECH42, T1) ed EBF2 (od EBF80, T2). Infatti in tal caso la tensione a frequenza intermedia è amplificata dall'eptodo del tubo T1 e successivamente dal pentodo del tubo T2. I diodi del tubo T2 servono per le due rivelazioni, mentre con il triodo del tubo T1 si amplifica la tensione a frequenza acustica ottenuta dal rivelatore. La regolazione manuale della sensibilità (amplificazione), è realizzata per tramite del potenziometro 13, connesso in serie ai catodi dei due tubi. Con ciò si modificano infatti le tensioni di polarizzazione dei due tubi alle quali è dato un valore iniziale mediante i resistori 1 e 14 (fig. 185).

L'avere realizzato questa regolazione nel circuito dei catodi obbliga a ricercare il modo di mantenere invariabile la tensione di polarizzazione del triodo del tubo T1. La cosa è facilmente risolta con il resistore 3 da 5 M-ohm, connesso tra griglia e catodo. La tensione di polarizzazione è data dal condensatore 17, la cui carica, in parte dispersa dal resistore 3, è rappresentata dalla corrente che si ha nella griglia durante una frazione delle semialternanze positive della tensione eccitatrice.

574 Ricevitore plurionda a supereterodina. Tubi: 6A8, 6NK7, 6B8, 6V6, 6X5. Interpretazione dello schema elettrico.

Sig. O. Vergani - Bologna.

Lo schema elettrico di questo ricevitore è riportato nella fig. 189, unitamente ai valori elettrici e costruttivi dei diversi componenti.

Per interpretare uno schema elettrico è sufficiente individuare le funzioni dei tubi e quelle dei singoli elementi. Una trattazione del genere, non ancora apparsa su queste pagine, è ora considerato per esteso.

Determinazione della struttura generica del ricevitore.

Nello schema elettrico di cui sopra, si individua anzitutto un generatore autoeccitato, rappresentato dall'accoppiamento induttivo fra la prima e la seconda griglia del tubo T1. Ciò significa che si ha una tensione a frequenza locale e che il ricevitore è del tipo a cambiamento di frequenza (supereterodina). La tensione a frequenza intermedia che si ricava dal tubo T1 è quindi amplificata dal tubo T2, il cui circuito di uscita è accoppiato al diodo del tubo T3. Da qui si ricava una tensione a bassa frequenza, amplificata dal pentodo del tubo T3 e che è successivamente applicata all'ingresso dell'amplificatore di potenza rappresentato dal tubo T4. L'alimentazione avviene per tramite del trasformatore T4 e del bidiodo T5. Il filtro di livellamento è realizzato con i condensatori elettrolitici 38 e 39 e con il resistore 37. Ciò significa che l'altoparlante è del tipo a magnete permanente.

Dall'esame generico della struttura, si passa ora ad esaminare i singoli elementi. Tra questi si comprendono anzitutto i condensatori ed i resistori fissi. I condensatori servono a separare la corrente alternativa da quella continua di alimentazione degli elettrodi. Pertanto se il trasferimento avviene da un circuito all'altro, il condensatore è detto di *accoppiamento*. Ciò avviene: per il condensatore 29 (tra l'anodo del tubo T3 e la griglia del tubo T4), per il condensatore 26 (tra l'uscita del rivelatore e la griglia del pentodo T3), per il condensatore 8 (tra la seconda griglia del tubo T1 e la bobina di reazione), e infine, per il condensatore 1 (tra l'antenna ed il primario del trasformatore d'ingresso).

Se il condensatore serve invece per trasferire una componente alternativa da un circuito al potenziale di riferimento, cioè a *massa*, si parla di *condensatore di fuga* o *di dispersione*.

Questa funzione è assolta dai condensatori 25, 15 e 6 (griglie schermo dei tubi T3, T2 e T1), nonchè dai condensatori 23 e 41.

Quando il condensatore è adoperato per escludere una corrente alternativa, si ha a che fare con un *condensatore di disaccoppiamento*. Ciò avviene, per esempio, con il condensatore 31 che offre una reattanza inferiore alla resistenza 30 e che, per tale fatto, è percorso dalla componente alternativa della corrente anodica.

Tra i vari altri condensatori fissi che si hanno in questo ricevitore, si rilevano:

— il condensatore 7, destinato a trasferire alla prima griglia del tubo T1 la tensione eccitatrice ad alta frequenza che si ha ai capi del circuito oscillatorio e che, oltre a ciò, è caricato dalla corrente di griglia per modo di fornire al tubo una polarizzazione adeguata;

— i condensatori 4 e 14: il primo rappresenta il ramo di chiusura per la corrente ad alta frequenza che si ha nel circuito selettore; con il secondo si ottiene di applicare tra la griglia ed il catodo del tubo T2 la tensione a frequenza intermedia che si ha ai capi del secondario del trasformatore 18 a);

— il condensatore 21, che è caricato dalla corrente del diodo e che è destinato a fornire una corrente di scarica, proporzionale al valore istantaneo della tensione incidente, al potenziometro 22;

— il condensatore 34, che presenta una reattanza di valore decrescente col crescere della frequenza e che ha quindi il compito di attenuare le frequenze acustiche più elevate;

— i condensatori 38 e 39 che servono per livellare la corrente fornita dal tubo T5.

Per quanto riguarda i *resistori*, si hanno quelli di *carico*, quelli di *fuga* o di *dispersione*, quelli *zavorra* ed infine quelli di *polarizzazione*.

Il resistore connesso in serie all'anodo del tubo ha il compito di fornire la tensione alternativa di uscita dello stadio e prende il nome di *resistore di carico*. Tale è il caso del resistore 28 (anodo pentodo T3).

Tutte le volte, invece, che si va ad un elettrodo del tubo per tramite di un condensatore, occorre provvedere a disperdere la carica accumulata dal condensatore. A ciò serve appunto il *resistore di fuga* o di *dispersione*, quali sono: il potenziometro 22 *b*, il resistore 24 ed il resistore 12 *b*).

Nel caso che il resistore è connesso in serie al circuito di alimentazione di un elettrodo qualsiasi con lo scopo di diminuire la tensione ad esso applicata, si parla di *resistore zavorra*. Tali sono i resistori 27, 16 e 12 *a*). Un *resistore* può essere adoperato per creare la tensione *di polarizzazione*, come avviene per il resistore 30 e per il resistore 20. Se il resistore è invece adoperato per attenuare le variazioni della corrente introdotta in esso, si tratta di un *resistore di livellamento*, il che avviene con il resistore 37. Per ultimo il resistore può servire per disaccoppiare i circuiti comuni a due o più stadi, ossia per impedire che le componenti alternative di uno di essi vengano ad interessare l'altro stadio. Tale è il caso dei resistori 13 e 17.

Dallo schema elettrico si rilevano anche le regolazioni manuali e quelle automatiche. Le prime sono rappresentate:

— dal *commutatore del campo d'onda* (vie A, B, C e D);

— *dai condensatori variabili di accordo* 2 e 8;

— dal *regolatore di volume*, 22 a);

— dal *tono*, 22 b).

La regolazione automatica interessa l'amplificazione (*sensibilità*) dei tubi T1 e T2 ed è ottenuta applicando ad essi una tensione aggiuntiva di polarizzazione, fornita dal diodo del tubo *T3* e che risulta proporzionale all'intensità del segnale incidente. Tale tensione si ha però solo quando il valore massimo (*ampiezza*) della tensione a frequenza intermedia è superiore alla tensione continua (*negativa* rispetto al catodo del tubo T3), fornita dal resistore 20. Si dice con ciò che la *regolazione automatica di sensibilità* è ad *azione ritardata o differita*.

Per le altre questioni, specie riguardo alla costruzione e alla messa a punto, si è già detto in diversi altri fascicoli e si rimanda quindi in tali sedi.

575 Semplice amplificatore a bassa frequenza con reazione negativa a comando di tensione. Tubi EF41, EL41.

Sig. G. Aleotti, Pescara.

Un amplificatore a due tubi con controreazione è riportato in fig. 186. La tensione indotta dal primario al secondario del trasformatore di uscita è fatta pervenire ad un ripartitore di tensione rappresentato dai resistori 20, 21, 5 e 7. Ciò consente di applicare al catodo del tubo T1 una frazione della tensione di uscita; tale tensione coesiste pertanto con la tensione eccitatrice ed è, più precisamente, in opposizione di fase con essa. E' facile però rilevare che il valore della tensione di controreazione varia con il variare della frequenza eccitatrice. Infatti il resistore 21 è praticamente cortocircuitato dal condensatore 22 quando la frequenza della tensione eccitatrice è compresa nella zona di centro della gamma mentre, per tale zona, il resistore 6 non risulta cortocircuitato dal condensatore 7. Quest'ultimo cortocircuito si ha invece per le

Fig. 184 **T1** - EBF80 (EBF2); **T2** - ECC40.
1, 3, 5 - 50.000 pF; **2** - 0,1 M-ohm, 1/2 W; **4** - 350 ohm, 1/2 W; **6** - 1 M-ohm; **7** - 150 pF (il condensatore **7** s'intende connesso in parallelo al resistore **9**; inoltre il condensatore **7** ed il resistore **9** devono essere collegati tra il trasformatore di media frequenza (lato freddo) ed il catodo del tubo **T1**; **8** - 5000 pF; **9** - 0,5 M-ohm, 1/4 W; **10** - 50 pF; **11, 12** - 1 M-ohm, 1/4 W; **13** - 25 micro-F, 30 V; **14** - 0 ÷ 1 mA; **15** - 2 K-ohm; **16** - 20 K-ohm; **17** - 50 K-ohm, 1/2 W; **18** - 0,1 M-ohm; **19** - 20.000 pF.

Fig. 185 **T1** - ECH4; **T2** - EBF 80 (EBF2).
1 - 350 ohm, 1/2 W; **2, 4, 7** - 50.000 pF; **3** - 10 M-ohm, 1/4 W; **5, 20, 26** - 1 M-ohm, 1/4 W; **6** - 30 K-ohm, 1/2 W; **8** - 15 K-ohm, 1/2 W; **9, 11** - 50.000 pF; **10** - 5 K-ohm, 1/2 W; **12** - 50.000 pF; **13** - 20 K-ohm, a filo; **14** - 350 ohm, 1/2 W; **15** - 50.000 pF; **16** - 25 pF; **17** - 5000 pF; **18** - 0,5 M-ohm; **19** - 100 pF (condensatore fisso a mica in parallelo al **potenziometro 18**; **21** - 50 pF; **22** - 20.000 pF; **23** - 0,1 M-ohm, 1/2 W; **24** - 50.000 pF; **25** - 5 K-ohm, 1/2 W; **28, 29** - coppia di trasformatori per 467 Kc/s.

Fig. 184

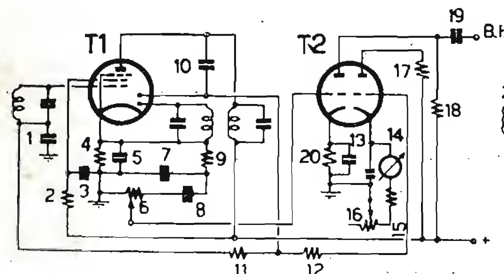


Fig. 185

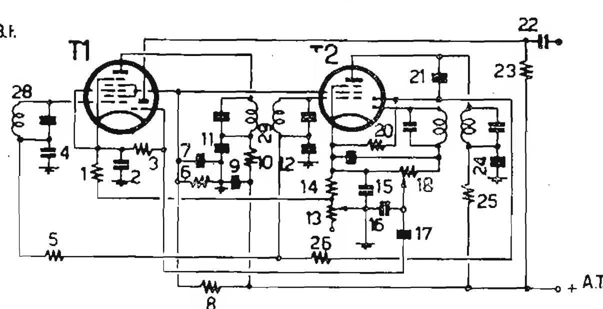


Fig. 186

Fig 187

Fig. 186 **T1** - EF6; **T2** - 6V6.
1 - 10.000 pF; **2** - 1 M-ohm **(volume)**; **3** - 1 M-ohm **(tono)**; **4** - 2000 pF; **5** - 200 ohm, 1/2 W; **6** - 1600 ohm, 1/2 W (in serie al resistore **5**); **7** - 0,25 micro-F; **8** - 0,1 micro-F; **9** - 0,25 M-ohm, 1/2 W; **10** - 0,1 M-ohm, 1/2 W; **11** - 10.000 pF; **12** - 0,7 M-ohm; **13** - 1000 ohm, 1/4 W; **14** - 250 ohm, 1 W; **15** - 50 micro-F, 30 V; **16** - 100 ohm, 1/2 W; **17** - all'uscita del filtro di livellamento; **18** - all'ingresso del filtro; **19** - altoparlante magnetodinamico; **20** - 3500 ohm, 1/2 W; **21** - 7000 ohm, 1/2 W; **22** - 0,1 micro-F.

Fig. 187 **T1** - ECC40; **T2** - EL41.
1 - 100 pF; **2** - diodo a **cristallo di germanio**; **3** - 1 M-ohm, 1/4 W; **4** - 150 pF; **5** - 5000 pF; **6, 7** - 5 M-ohm, 1/4 W; 8, 10 - 10.000 pF; **9** - 0,5 M-ohm; **11** - commutatore **R.F. - B.F.**; **12, 15** - 0,1 M-ohm, 1/2 W; **13, 16** - 50.000 pF; **14, 17** - 10 K-ohm, 1/2 W; **18** - 10.000 pF; **19** - 0,7 M-ohm, 1/4 W; **20** - 150 ohm, 1 W; **21** - 25 micro-F, 30 V; **22** - impedenza primaria 7 K-ohm; **23** - altoparlante magnetodinamico per 4 W; **24, 26** - 50 micro-F, 300 V; **25** - 2 K-ohm, 2 W.

frequenze acustiche più elevate e, pertanto, la tensione di controreazione diminuisce col crescere della frequenza. Altrettanto avviene per le frequenze più basse in quanto, in tale caso, la reattanza del condensatore 22 è sufficientemente elevata per escludere l'effetto di corto circuito del resistore 21.

Occorre ora avvertire che con una disposizione del genere si migliora effettivamente la linearità della curva di responso, ma che si va anche incontro facilmente ad un inconveniente. In conseguenza al fatto che i resistori 5 e 6 non risultano cortocircuitati da un condensatore di reattanza trascurabile per le frequenze più basse la tensione a frequenza della rete introdotta per via elettrostatica dal riscaldatore al catodo può risultare importante e provocare quindi un ronzio non conveniente. A ciò può però avviarsi in vari modi per esempio provvedendo il riscaldatore stesso di un centro elettrico connesso a massa.

576 Semplice ricercatore di segnali a due tubi per R.F. e per B.F.

Sig. F. Izzo, Bari.

Lo schema del ricercatore di segnali è riportato nella fig. 187. Si comprende in esso un amplificatore di potenza (T2) preceduto da una coppia di stadi amplificatori a resistenza-capacità (T1). Nella testa esploratrice per le tensioni ad A. F. si comprende un diodo di germanio (2). La testa esploratriper B.F. è invece rappresentata semplicemente da un cavo coassiale. Si osserva inoltre che le griglie dei due triodi T1 e T2 sono polarizzate per tramite dei resistori 6 e 7 in quanto essi provvedono a disperdere una parte delle cariche elettriche negative accumulate dei condensatori 5 e 8. L'alimentazione degli anodi e delle griglie schermo dei tubi T1 e T2 è affidata ad un bidiodo AZ41 il cui filamento s'intende collegato al + A. T. dello schema. Il trasformatore di alimentazione deve fornire agli anodi del bidiodo una tensione compresa fra 230 V e 250 V.

577 Causa determinante l'innesco di uno stadio per la frequenza intermedia realizzato con l'eptodo del tubo ECH4.

Sig. N. F., Cagliari.

Non ritengo necessario nè utile sostituire al tubo ECH4 un tubo EF9. Invero, così facendo, occorre anche un altro tubo per amplificare la tensione a frequenza acustica ricavata dal diodo del tubo EBL1. La disposizione adottata dal costruttore è conosciuta ed è giustificata dai dati caratteristici stessi dell'eptodo che ha una pendenza di 2,2 m A/V ed una resistenza interna di 0,9 M-ohm. Il costruttore stesso del tubo ha previsto tale impiego provvedendo a separare le due sezioni.

Che l'innesco lamentato sia però sicuramente da imputare a questo stadio è dimostrato dal ronzio che si ottiene toccando il bulbo del tubo. Occorre infatti tener presente che lo strato di vernice rossa depositato sul bulbo è conduttore e che, essendo normalmente connesso al reoforo del catodo, esso serve a schermare la struttura elettrodica. Pertanto, nel tubo in questione questa connessione è sicuramente interrotta, il che spiega appunto l'innesco e la produzione del ronzio.

All'atto pratico, oltre a cercare di ristabilire il collegamento di cui sopra, può servire un semplice schermo esterno.

578 A proposito delle applicazioni pratiche di un convertitore di frequenza tipo tropadina.

Sig. S. Fortis, Cipro.

E' dato il nome di *tropadina* ad una disposizione con la quale la tensione a frequenza portante, che risulta in serie a quella locale, è applicata alla griglia di comando di un tubo funzionante in regime di rivelazione. Ciò avviene, per esempio, con lo schema della fig. 188, il cui circuito oscillatorio L1, C1 è destinato a creare la tensione a frequenza locale, mentre il circuito L2, C2 è accordato sulla frequenza portante.

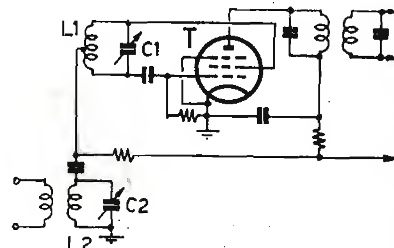


Fig. 188

Il regime generatorico del tubo è spiegato dalla presenza di un triodo fittizio avente per anodo la griglia schermo.

Uno stadio di questo tipo ha una *pendenza di conversione* estremamente elevata (3 mA/V). Si hanno però, per contro, non pochi svantaggi, quali:

— *l'irradiamento della frequenza locale*, nel caso che manchi lo stadio preselettore;

— *l'effetto di trascinamento* tra i due circuiti oscillanti, per ovviare al quale occorre ricercare, per tentativi, il punto intermedio di L1;

— *le distorsioni*, invero importanti.

Per quest'ultimo fatto uno stadio di questo tipo non è più adoperato per ricevere le trasmissioni modulate in ampiezza. Può invece servire ottimamente per quelle modulate in frequenza, purchè s'interponga tra esso e l'antenna uno stadio preselettore.

579 Tubi PHILIPS per TV.

Sig. A. Garolfi, Milano.

Le caratteristiche tecniche e d'impiego dell'intera serie di tubi per TV. costruiti dalla « *Philips* » saranno riportate nel fascicolo n. 25.

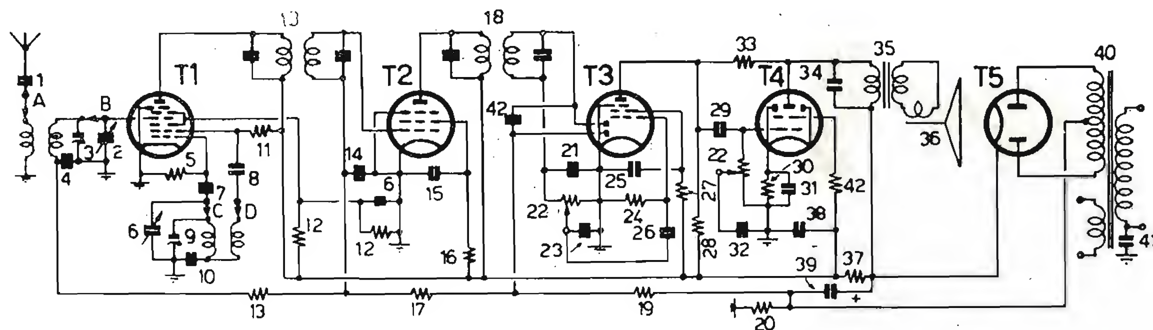


Fig. 18C

Fig. 13 **T1** - 6A8; **T2** - 6NK7; **T3** - 6B8; **T4** - 6V6; **T5** - 6X5.
1 - 2000 pF; **2, 6** - 2 x 440 pF; **3, 9** - 5 ÷ 30 pF; **4, 6, 15** - 50.000 pF; **5** - K-ohm, ¼ W; **7** - 100 pF; **8** - 500 pF; **10** - padding; **11** - 15 K-ohm, ½ W; **12** - tra la griglia schermo del tubo T1 ed il + A.T.: 15 K-ohm, ¼ W; **12** - tra la griglia schermo del tubo T1 e la massa: 30 K-ohm, ½ W; **13, 19** - 1 M-ohm, ¼ W; **16** - 50 K-ohm, ½ W; **18** - trasformatori per 467 Kc/s; **20** - 40 ohm, ½ W; **21** - 150 pF; **22** - 0,5 M-ohm; **23** - 25 pF; **24** - 10 M-ohm, ¼ W; **25** - 50.000 pF; **26** - 5000 pF; **27** - 1 M-ohm, ½ W; **28** - 0,2 M-ohm, ½ W; **29** - 20.000 pF; **30** - 250 ohm, 1 W; **31** - 25 micro-F, 30 V; **32** - 2000 pF; **33** - 1,5 M-ohm, ¼ W; **34** - 5000 pF; **35** - impedenza primaria 4 K-ohm; **36** - altoparlante magnetodinamico per 4 W; **37** - 2,5 K-ohm, 2 W; **38, 39** - 50 microF, 350 V; **40** - A.T.: 280 + 280 V, 75 mA; 6,3 V, 3 A; 41 - 10.000 pF.

Autorizz. Trib. di Milano N. 2072 ● Direttore Responsabile: GIUSEPPE TERMINI ● Arti Grafiche A. Gorlini - Milano